

DOMINGO ANTONIO RUIZ CABALLERO

**NOVO CONVERSOR CC-CC FLYBACK-PUSH-PULL
ALIMENTADO EM CORRENTE: DESENVOLVIMENTO
TEÓRICO E EXPERIMENTAL**

**FLORIANÓPOLIS
1999**

CETD
UFSC
PEEL
0607
ex. 2

SC-00044025-7

150715

AQUISIÇÃO POR DOAÇÃO
DOADO POR _____

06 JAN. 2000

REGISTRO 0.314.321-8
DATA DO REGISTRO 6.1.2000

BU/DPT
0.314.321-8

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

**NOVO CONVERSOR CC-CC FLYBACK-
PUSH-PULL ALIMENTADO EM
CORRENTE: DESENVOLVIMENTO
TEÓRICO E EXPERIMENTAL**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

DOMINGO ANTONIO/RUIZ CABALLERO

Florianópolis, Novembro de 1999.

NOVO CONVERSOR CC-CC FLYBACK-PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE: DESENVOLVIMENTO TÉORICO E EXPERIMENTAL

Domingo Antonio Ruiz Caballero

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Eletrônica de Potência em *Sistemas de Energia*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Ivo Barbi Dr. Ing.
Orientador

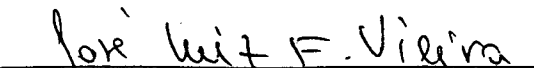


Prof. Ildemar Cassana Decker, D.Sc.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

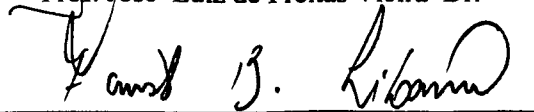
Banca Examinadora:



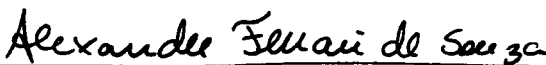
Ivo Barbi Dr. Ing.
Presidente



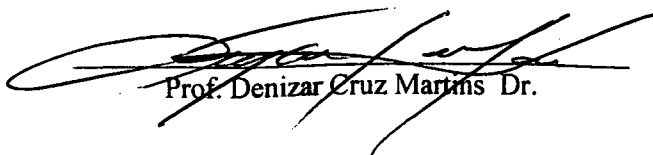
Prof. José Luiz de Freitas Vieira Dr.



Prof. Fausto Bastos Líbano Dr. Ing.



Prof. Alexandre Ferrari de Souza Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins Dr.

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau Doutor em Engenharia Elétrica.

NOVO CONVERSOR CC-CC FLYBACK-PUSH-PULL ALIMENTADO EM CORRENTE: DESENVOLVIMENTO TÉORICO E EXPERIMENTAL

Domingo Antonio Ruiz Caballero

Novembro/1999

Orientador: Ivo Barbi.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Conversores CC-CC Isolados, Comutação Suave, Regeneração de energia

Número de Páginas: 217.

RESUMO: Este trabalho apresenta um novo conversor CC-CC *flyback-push-pull* alimentado em corrente cujas principais vantagens em comparação com o *flyback-push-pull* alimentado em corrente convencional são a redução do número de diodos de saída, correntes de entrada e saída com ondulação zero quando operando em $D=0,5$, e modelo matemático unificado para representar os modos *buck* e *boost* de operação em condução contínua. São apresentadas a análise matemática, a metodologia de projeto e um exemplo com resultados de simulação e experimentação, estes obtidos em um protótipo de laboratório. O circuito proposto é conveniente para o projeto de fontes de alimentação e aplicações de correção de fator de potência.

Também apresenta-se o estudo e a implementação de um novo grampeador de tensão regenerativo aplicável a conversores CC-CC da família *push-pull*. O grampeador proposto trabalha de forma semelhante ao conversor CC-CC SEPIC. Desenvolve-se os estudos qualitativos e quantitativos, sendo estes comprovados em forma experimental através de um protótipo de 600W.

Dando-se continuidade à pesquisa é gerado do primeiro, um novo conversor, capaz de operar em alta frequência e com alta eficiência, cuja principal característica é de trabalhar com correntes contínuas tanto na entrada como na saída, apresenta ainda comutação não dissipativa nos seus interruptores, sejam estes principais ou secundários além de ser imune a sobretensões.

O estudo realizado é para o conversor com indutâncias de entrada e de saída acopladas (formando o transformador *flyback*) embora ele possa, também, trabalhar com as indutâncias não acopladas. O estudo é feito para $D<0,5$.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

A NEW DC-DC FLYBACK-PUSH-PULL CURRENT-FED CONVERTER: THEORETICAL AND EXPERIMENTAL DEVELOPMENT

Domingo Antonio Ruiz Caballero

November /1999

Advisor: Ivo Barbi.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Isolated DC-DC Converters, Soft Conmutation, Energy Regeneration

Number of Pages: 217.

ABSTRACT: This work presents a new DC-DC flyback-push-pull current-fed converter. The main advantages in comparison with the conventional one are the reduction of output diodes number, input and output current with zero ripple when operating in $D=0.5$ and unified modeling mathematical for representate the buck and boost operation at continuous conduction. The mathematical analysis, design methodology and experimentation and simulation results are presented. The proposed circuit is suitable for switch mode power supply and power factor pre-regulator.

The study and implementation of a new regenerating voltage clamping circuit for DC-DC push-pull converters are presented too. The clamping circuit proposal working like SEPIC DC-DC converter. Are development the qualitative and quantitative studies, being these testing in a experimental 600W prototype.

This work present finally a new converter capable of operating in high frequency, featuring high efficiency and improved circuit EMI characteristics. The main characteristic of this converter is to work with non-pulsating input and output current. Besides, it presents zero-voltage switching (ZVS) in the main and auxiliary switches as well as minimum voltage stress. The principle of operation is explained and experimental results taken from a 600W, 25kHz-laboratory prototype are presented.

“Por lo tanto, si alguno de ustedes tiene deficiencia en cuanto a sabiduría, que siga pidiéndole a Dios, porque el dá generosamente a todos, y sin echar en cara le será dada.” (Santiago 1:5)

“A Jehova Dios por iluminar todo camino que en esta vida he seguido”

A mis Padres y hermanos por su amor, perseverancia, comprensión y estímulo.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ivo Barbi, pelos ensinamentos e pela dedicação e competente orientação no decorrer do Curso de Doutorado.

Aos Professores participantes de minha banca examinadora: José Luiz de Freitas Vieira da Universidade Federal de Espiritu Santo, Fausto Bastos Líbano da Pontificia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Denizar Cruz Martins e Alexandre Ferrari de Souza, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelas sugestões ao trabalho.

Aos professores do INEP, Enio Valmor Kassick, Arnaldo José Perin, João dos Santos Fagundes e Hari Bruno Mohr pelos ensinamentos e amizade dispensadas ao decorrer destes anos.

Aos grandes amigos do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Luiz Marcellus Coelho, Antônio Luiz S. Pacheco e Patrícia Schmitt pela amizade, atenção e presteza sempre dispensadas.

Aos meus amigos Rene, Grover, Faruk, Marcelo lobo e Wail pela amizade e pelo constante apoio.

Aos amigos Adriano, Samir, Ivan, Falcondes, Cicero, Fabiana e Mezzaroba pela longa caminhada compartilhada, que começo no curso de mestrado e continuo através do curso de doutorado.

A todos os meus colegas do Curso de Doutorado, do Curso de Mestrado e aos Engenheiros e bolsistas do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelo apoio e companheirismo.

À Universidade Federal de Santa Catarina.

À PEC-CNPq, pelo apoio financeiro.

Aos meus queridos pais, pelo amor e pelo exemplo de trabalho, dignidade e determinação que me proporcionaram.

Ao Trabalhador brasileiro, pelo financiamento desta pesquisa.

SUMÁRIO

	Página
RESUMO	iv
ABSTRACT	v
SIMBOLOGIA	xiv
 CAPÍTULO 1: ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES TIPO <i>PUSH-PULL</i>.	
1.1. Introdução	1
1.2. Conversor <i>push-pull</i> alimentado em tensão	1
1.3. Conversores isolados alimentados em corrente.....	3
1.3.1. Conversor <i>push-pull</i> alimentado em corrente ou boost simétrico isolado	3
1.3.2. Conversor <i>push-pull</i> com duplo indutor de entrada.....	4
1.3.3. Nova topologia alimentada em corrente proposta por Mantovanelli e Barbi.....	5
1.3.4. Topologias <i>flyback-push-pull</i> alimentadas em corrente.....	6
1.3.5. Variação topológica do conversor <i>flyback-push-pull</i> alimentado em corrente.....	7
1.4. Geração do novo conversor.....	8
1.5. Conclusões	8
 CAPÍTULO 2: ESTUDO DO NOVO CONVERSOR <i>FLYBACK-PUSH-PULL</i> EM MODO CONTINUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR <i>FLYBACK</i> PARA $D < 0,5$.	
2.1. Introdução	9
2.2. Apresentação do circuito.....	9
2.3. Operação para $D < 0,5$	10
2.3.1. Descrição e análise das etapas para operação com $D < 0,5$	10
2.3.2. Principais formas de onda	14
2.4. Considerações sobre o valor da corrente no intervalo Δt_2	15
2.5. Características de transferência.....	16
2.6. Expressão da ondulação de corrente para $D < 0,5$	18
2.7. Análise das grandezas do conversor para $D < 0,5$	20
2.7.1. Análise das correntes do conversor	20
2.7.1.1 Corrente média de saída (I_O).....	20
2.7.1.2 Corrente máxima de entrada (I_{L1P})	20
2.7.2. Análise das tensões do conversor	21
2.7.2.1 Obtenção da tensão nos enrolamentos do transformador.....	21
2.7.2.2 Tensão de bloqueio nos interruptores	22
2.7.2.3 Tensão nos enrolamentos do transformador <i>flyback</i>	23
2.7.2.4 Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída	24
2.7.3. Esforços de correntes nos interruptores	25
2.7.3.1 Corrente média nos transistores	25
2.7.3.2 Corrente eficaz nos transistores	25
2.7.3.3 Corrente média nos diodos de saída	26
2.7.3.4 Corrente eficaz nos diodos de saída.....	27
2.8. Energia processada pelo transformador <i>flyback</i> para $D < 0,5$	28
2.9. Projeto do novo conversor	29
2.9.1 Metodologia de projeto.....	29
2.9.2 Exemplo de Projeto.....	31
2.9.3 Resultados de simulação.....	32
2.9.4 Resultados experimentais	35

2.10. Comparação entre o conversor proposto e o convencional <i>flyback-push-pull</i> alimentado em corrente	38
2.11. Conclusões	40

CAPÍTULO 3: ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL* EM MODO CONTINUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR *FLYBACK* PARA $D > 0,5$

3.1. Introdução	41
3.2. Operação para $D > 0,5$ condução contínua	41
3.2.1 Descrição e análise das etapas de operação para $D > 0,5$	41
3.2.2 Formas de onda	44
3.3. Considerações sobre o valor da corrente nos intervalos Δt_2 e Δt_4	44
3.4. Expressão da ondulação de corrente para $D > 0,5$	45
3.5. Análise das grandezas do conversor para $D > 0,5$	47
3.5.1 Análise das correntes do conversor	47
3.5.1.1 Corrente média de entrada	47
3.5.1.2 Corrente máxima de entrada	48
3.5.2 Esforços de corrente nos interruptores	49
3.5.2.1 Corrente média nos transistores	49
3.5.2.2 Corrente eficaz nos transistores	50
3.5.2.3 Corrente média nos diodos de saída	51
3.5.2.4 Corrente eficaz nos diodos de saída	51
3.5.3 Análise das tensões do conversor	52
3.5.3.1 Obtenção da tensão nos enrolamentos do transformador <i>push-pull</i>	52
3.5.3.2 Tensão de bloqueio nos interruptores	53
3.5.3.3 Tensão nos enrolamentos do transformador <i>flyback</i>	54
3.5.3.4 Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída	54
3.6. Energia processada pelo transformador <i>flyback</i> para $D > 0,5$	55
3.7. Projeto de uma fonte chaveada trabalhando para $D > 0,5$	57
3.7.1 Resultados de simulação	59
3.7.2 Resultados experimentais	61
3.8. Conclusões	62

CAPÍTULO 4: ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL* EM MODO DESCONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO TRANSFORMADOR *FLYBACK* $D < 0,5$

4.1. Introdução	63
4.2. Operação em condução descontínua para $D < 0,5$	63
4.2.1 Análise das etapas de operação para $D < 0,5$ no modo de condução descontínuo	63
4.2.2 Formas de onda	67
4.3. Característica de transferência modo de condução descontínuo para $D < 0,5$	68
4.4. Característica completa de saída para $D < 0,5$ no modo descontínuo	69
4.4.1. Característica de saída	69
4.4.2. Expressões limites entre os modos contínuo e descontínuo	70
4.4.2.1 Razão cíclica limite	70
4.4.2.2 Ganho limite	71
4.5. Cálculo da indutância própria <i>flyback</i> crítica e da relação de transformação (N)	72
4.6. Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída	74
4.7. Esforços de corrente nos interruptores	75
4.7.1 Corrente média nos transistores	75
4.7.2 Corrente eficaz nos transistores	76
4.7.3 Corrente média nos diodos de saída	77
4.7.4 Corrente eficaz nos diodos de saída	77
4.8. Energia processada pelo transformador <i>flyback</i> para $D < 0,5$ e condução descontínua	78
4.9. Projeto de uma fonte chaveada para $D < 0,5$ em condução descontínua	79

4.9.1 Resultados de simulação	82
4.10. Conclusões.....	85

CAPÍTULO 5: ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL* EM MODO DESCONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR *FLYBACK* PARA $D > 0,5$.

5.1. Introdução	86
5.2. Operação em condução descontínua para $D > 0,5$	86
5.2.1. Descrição e análise das etapas de operação para $D > 0,5$ modo de condução descontínuo	86
5.2.2. Formas de onda.....	89
5.3. Característica de transferência no modo de condução descontínuo para $D > 0,5$	90
5.4. Característica completa de saída para $D > 0,5$ no modo descontínuo	91
5.4.1. Característica de saída.....	91
5.4.2. Expressões limites entre os modos contínuo e descontínuo para $D > 0,5$	92
5.4.2.1. Razão cíclica limite	92
5.4.2.2. Ganho limite.....	93
5.5. Cálculo da indutância própria flyback crítica e da relação de transformação (N).....	95
5.6. Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída.....	96
5.7. Análise das grandezas do conversor para $D > 0,5$ em condução descontínua.....	97
5.7.1. Análise das correntes do conversor.....	97
5.7.1.1 Corrente de pico de entrada	97
5.7.1.2 Corrente média nos transistores.....	97
5.7.1.3 Corrente eficaz nos transistores	98
5.7.1.4 Corrente média nos diodos de saída	100
5.7.1.5 Corrente eficaz nos diodos de saída.....	100
5.7.2. Análise das tensões do conversor.....	102
5.7.2.1 Tensão de bloqueio nos interruptores	102
5.8. Energia processada pelo transformador flyback para $D > 0,5$ em condução descontínua	102
5.9 Projeto de uma fonte chaveada para $D > 0,5$ em condução descontínua	104
5.9.1 Resultados de simulação	107
5.10 Conclusões	110

CAPÍTULO 6: NOVO GRAMPEADOR DE TENSÃO REGENERATIVO APLICADO AO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL*.

6.1. Introdução	111
6.2. Efeitos das indutâncias parasitas no novo conversor push-pull alimentado em corrente.....	113
6.3. Novo conversor push-pull alimentado em corrente com o novo grampeador de tensão proposto.....	113
6.3.1. Princípio de operação.....	114
6.3.2. Principais formas de ondas	117
6.4. Análise do circuito	118
6.5. Projeto do circuito grampeador.....	122
6.5.1 Resultados de simulação	123
6.5.2 Resultados experimentais	124
6.6. Conclusões	128

CAPÍTULO 7: CONVERSOR ISOLADO CC-CC ZVS-PWM GRAMPEADO E COM CORRENTES ENTRADA E SAÍDA NÃO PULSADAS GERADO A PARTIR DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL*.

7.1. Introdução	129
7.2. Circuito proposto.....	130
7.2.1 Etapas de operação.....	131
7.2.1.1 Análise das etapas de operação.....	134
7.2.2 Formas de ondas	139

7.3	Característica de transferência para $D < 0.5$	140
7.3.1	Característica de saída	140
7.3.2	Perda de razão cíclica(d_1)	143
7.4	Cálculo de esforços no conversor	144
7.4.1	Corrente máxima e mínima nos interruptores	144
7.4.2	Cálculo das correntes máxima e mínima de entrada	145
7.4.3	Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores principais	146
7.4.4	Cálculo das correntes média e eficaz nos interruptores auxiliares	148
7.4.5	Cálculo das correntes média e eficaz nos diodos de saída	149
7.4.6	Cálculo da tensão de grampeamento V_{ca}	150
7.5	Metodologia de projeto	150
7.5.1	Especificações	150
7.5.2	Cálculo de N	151
7.5.3	Cálculo do ganho normalizado	151
7.5.4	Cálculo da indutância de comutação (L_d)	152
7.5.5	Cálculo dos capacitores de comutação	152
7.6	Projeto e construção de um protótipo experimental	152
7.6.1	Cálculo teórico	152
7.6.2	Cálculo físico dos elementos magnéticos envolvidos	154
7.6.2.1	Cálculo dos indutores de comutação	154
7.6.2.2	Cálculo do transformador flyback	155
7.6.3	Resultados de simulação	157
7.6.4	Resultados experimentais	159
7.7	Conclusões	167
 CAPÍTULO 8: CONCLUSÕES GERAIS		168
 APÊNDICE A		171
 APÊNDICE B		182
 APÊNDICE C		193
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		197

SIMBOLOGIA

1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
A_e	Área da seção transversal da perna central do núcleo	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
AE	Amperes-espiras	
$B_{Máx}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo	Tesla
C_{1p}	Capacitância de comutação no interruptor S_{1p}	nF
C_{2p}	Capacitância de comutação no interruptor S_{2p}	nF
C_a	Capacitância de acumulação	nF
C_o	Capacitor de saída	nF
C_{g1}	Capacitância do circuito grameador regenerativo	nF
C_{g2}	Capacitor do circuito grameador regenerativo	nF
C_{gs}	Capacitância do circuito grameador semi-regenerativo	nF
\cos	Função trigonométrica cosseno	
D	Razão cíclica	
D_1	Razão cíclica auxiliar	
$D(I_o)$	Função matemática da razão cíclica com respecto a I_o	
ε_{fb}	Energia transferida pelo transformador flyback	J
f_s	Frequência de chaveamento	Hz
$i(t)$	Função matemática da corrente elétrica no tempo	A
I_o	Corrente de saída	A
$\overline{I_o}$	Corrente de saída normalizada.	
$\overline{I}_{L_{1pmin}}$	Corrente mínima normalizada através do primário do enrolamento L_{1p} .	
$\overline{I}_{L_{1pmax}}$	Corrente máxima normalizada através do primário do enrolamento L_{1p} .	
$\overline{I}_{L_{1smin}}$	Corrente mínima normalizada através do primário do enrolamento L_{1s} .	
$\overline{I}_{L_{1smax}}$	Corrente máxima normalizada através do primário do enrolamento L_{1s} .	
I_{RMS}	Valor eficaz da corrente	A
$I_{méd}$	Valor médio da corrente	A
I_1	Corrente máxima de entrada	A
I_2	Corrente mínima de entrada	A
I_y	Valor de pico negativo da corrente	A
I_p	Valor de pico positivo da corrente	A
$I_{D(on)}$	Máxima corrente média admissível no dreno (MOSFET)	A

ΔI	Degrau de corrente devido à preservação do fluxo no transformador <i>flyback</i>	A
$\overline{\Delta i}_{L_{1S}}$	Ondulação da corrente através do enrolamento primário do transformador <i>flyback</i> L_{1P} .	
$\overline{\Delta i}_{L_{1P}}$	Ondulação da corrente através do enrolamento secundário do transformador <i>flyback</i> L_{1S} .	
Δi_{L_g}	Ondulação de corrente no indutor do circuito grampeador regenerativo	A
$J_{Máx}$	Densidade máxima de corrente	A/cm ²
K_{crit}	Indutância crítica normalizada	
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo	
K_p	Fator de utilização do primário do transformador	
K_{C2}	Constante igual ao produto de K_u e K_p	
K_2	Constante que representa a relação entre N_1 e N_2 no modo boost	
K_1	Constante que representa a relação entre N_1 e N_2 no modo buck	
L_g	Indutância do circuito grampeador regenerativo	μH
L_{1P}	Indutância do enrolamento primário do transformador <i>flyback</i> L_{1P}	μH
L_{1S}	Indutância do enrolamento secundário do transformador <i>flyback</i> L_{1S}	μH
L_{2P}	Indutância do enrolamento primário do transformador <i>push-pull</i> L_{2P}	μH
L_{2S}	Indutância do enrolamento secundário do transformador <i>push-pull</i> L_{2S}	μH
L_i	Indutância de dispersão do transformador <i>flyback</i>	μH
L_{d2P}	Indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador <i>push-pull</i> L_{2P}	μH
L_{d3P}	Indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador <i>push-pull</i> L_{3P}	μH
L_d	Indutância de comutação	μH
l_t	Comprimento médio de uma espira	cm
l_g	Entreferro	cm
Lim	Ganho limite entre as regiões continua e descontinua	
M	Ganho estático de tensão	
N_1	Relação de transformação do transformador <i>flyback</i>	
N_2	Relação de transformação do transformador <i>push-pull</i>	
\overline{N}	Relação de transformação media	
$P(I_o)$	Perdas em função de I_o	W
P_{fb}	Potência processada do transformador <i>flyback</i>	
P_i	Potência de entrada	W
P_o	Potência de saída	W
$P_{núcleo}$	Perdas de potência no núcleo	W
P_{cu}	Perdas de potência no cobre	W
R_{gs}	Resistência do circuito grampeador semi-regenerativo	Ω
R_{eq1}	Resistência equivalente que representa as perdas do circuito em carga	Ω
R_{eq2}	Resistência equivalente que representa as perdas do circuito em vazio	Ω

$R_{DS(on)}$	Resistência em condução (MOSFET)	Ω
S_{cu}	Área do cobre	cm^2
sen	Função trigonométrica seno	
Δt_I	Intervalo de tempo onde para ambos os modos <i>buck</i> ou <i>boost</i> o interruptor S_1 esta conduzindo.	s
$\Delta t'_I$	Intervalo de tempo onde para ambos os modos <i>buck</i> ou <i>boost</i> uma corrente flui através do transformador <i>flyback</i> .	s
t	Tempo	s
t_d	Tempo morto	s
T_s	Período de chaveamento	s
$\overline{V_o}$	Tensão de saída normalizada.	
V_{L1p}	Tensão sobre o enrolamento primário do transformador <i>flyback</i> L_{1p}	V
V_{L2p}	Tensão sobre o enrolamento primário do transformador <i>push-pull</i> L_{2p}	V
$\overline{V_S}$	Tensão de bloqueio nos interruptores normalizada	V
V_i	Tensão de entrada	V
V_F	Queda de tensão em condução (diodos)	V
V_o	Tensão de saída	V
V_{ca}	Tensão sobre C_a	V
V_{gs}	Tensão de comando ou gatilho	V
V_{Sa}	Tensão sobre o interruptor auxiliar	V
V_{Sp}	Tensão sobre o interruptor principal	V
ΔV_{co}	Ondulação da tensão de saída .	V
V_{DSmax}	Tensão máxima admissível entre dreno e fonte (MOSFET)	V
Vol	Volume do núcleo	cm^3
ζ	Razão entre as indutâncias L_i e L_d	
η	Rendimento	
$\eta(I_o)$	Rendimento em função de I_o	

2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
M	MOSFET
R	Resistor
S	Interruptor Comandável
V	Fonte de tensão

3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
CA	Corrente alternada
PEC-CNPq	Programa intercambio cultural Brasil-Chile dependente do conselho nacional de desenvolvimento científico e tecnológico.
CI	Circuito integrado
CC	Corrente contínua
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
EMI	Interferência eletromagnética Irradiada
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductor Converter</i>

4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI
(Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo	Nome da Unidade
Ω	Ohm
A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
Kg	quilograma
M	metro
rad/s	radianos por segundo
S	segundo
V	Volt
W	Watt

5. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas fora do SI, usados pela prática

Símbolo	Nome da Unidade
°	grau trigonométrico

CAPÍTULO 1

ESTADO DA ARTE DOS CONVERSORES TIPO PUSH-PULL.

1.1 - Introdução

A eletrônica de potência caracteriza-se por ser uma ciência dinâmica, onde contínuos esforços são realizados por engenheiros e especialistas para aumentar o rendimento e diminuir o volume e o peso dos diferentes tipos de conversores de potência. Isto, associado à rápida evolução tecnológica de componentes, tem feito com que os investimentos na pesquisa de novas topologias de conversores estáticos estejam em aumento geométrico.

No campo dos conversores CC-CC observa-se, através da literatura especializada disponível, duas famílias de conversores CC-CC tipo *push-pull*: os alimentados em tensão e os alimentados em corrente [A1-A14]. Cada uma destas famílias com características próprias e com significativas vantagens e desvantagens.

1.2 - Conversor *push-pull* alimentado em tensão.

A topologia *push-pull* convencional mostrada na Fig. 1.1, consiste de um transformador Tr , com dois primários e dois secundários para uma saída. Sempre haverá dois secundários por saída. Cada primário é conectado em serie com um interruptor controlado, com os interruptores atuando de forma complementar dentro de um ciclo de comutação. A forma de transferência de energia é análoga a da topologia básica *buck*.

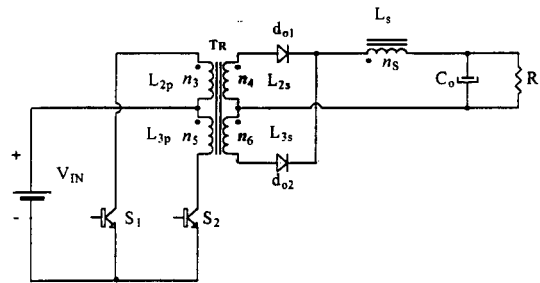


Fig. 1.1 - Conversor Push-Pull convencional.

Vantagens:

Obtenção de potências maiores do que as obtidas com os conversores CC-CC básicos com um interruptor, além da isolação da fonte em relação à carga.

Desvantagens:

O conversor *push-pull* convencional tem diversas desvantagens, sendo as mais importantes enumeradas a seguir:

- a) desequilíbrio de fluxo no transformador: as falhas mais comuns no conversor *push-pull* convencional são devidas ao desequilíbrio de fluxo entre os primários do transformador. Este tipo de falha ocorre pelo desequilíbrio do produto volts-segundo de cada semi-ciclo no transformador, ou seja, um dos transistores conduz por um intervalo maior do que o outro, isto faz com que a operação do núcleo não esteja centrada ao redor da origem no laço de histerese, criando uma componente de tensão contínua no transformador, que o levará à saturação e à destruição dos interruptores,
- b) dispersão: por ser uma topologia isolada, é evidente que terá problemas com a dispersão do transformador, precisando de circuitos de ajuda à comutação para proteger os interruptores,
- c) não limita surtos de corrente de entrada: não tendo indutor de entrada, não pode limitar qualquer surto ou variação na corrente,
- d) razão cíclica máxima teórica de 0,5: pelo fato de ser alimentado em tensão não poderá trabalhar com os interruptores em sobreposição, logo sua razão cíclica máxima por interruptor será teoricamente igual a 0,5.

1.3 - Conversores *push-pull* alimentados em corrente.

O conversor estudado no item anterior é uma topologia abaixadora, ou seja sua tensão de saída será sempre menor do que a de entrada (ainda que, dependendo da relação de transformação do transformador isolador este possa também elevar a tensão). Pelo fato de ser alimentado em tensão seu interruptor não podera trabalhar com os pulsos de comando sobrepostos.

Por outro lado, os conversores alimentados em corrente a serem abordados, a seguir, são em geral elevadores (com algumas exceções). Além do mais, pelo fato de serem alimentados em corrente, seus interruptores deverão trabalhar sobrepostos.

1.3.1 - Conversor *push-pull* alimentado em corrente ou *boost* simétrico isolado.

O conversor *boost* simétrico isolado é largamente usado na industria como carregador de Bateria [A5] ou ultimamente para corrigir o fator de potência como pré-regulador [A6]. A Fig. 1.3 mostra o circuito.

A operação do conversor baseia-se em que os interruptores de potência são ambos mantidos fechados pelo comando (em sobreposição) de tal forma a armazenar energia no indutor L_1 , e são abertos, um após o outro, para que a energia armazenada em L_1 seja transferida à carga via transformador isolador T_r .

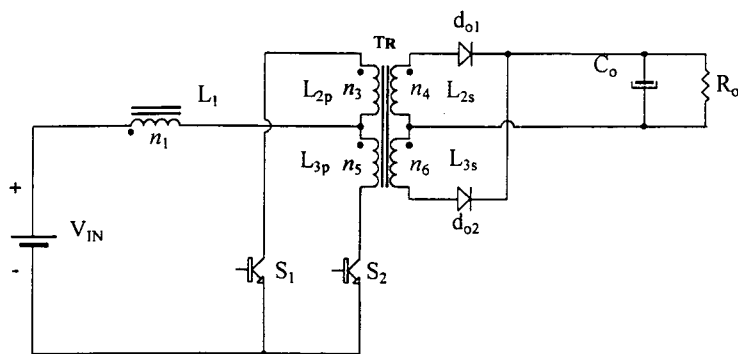


Fig. 1.3.- Conversor *push-pull* alimentado em corrente.

Vantagens:

- a) obtenção de uma tensão de saída maior do que a de entrada,

- b) devido ao indutor de entrada, limita naturalmente os surtos de corrente,

Desvantagens:

- a) elevada tensão de bloqueio nos interruptores,
- b) opera somente como elevador de tensão,
- c) apresenta o problema da dispersão do transformador.

1.3.2 – Conversor *push-pull* com duplo indutor de entrada (CDI).

O conversor *push-pull* com duplo indutor de entrada é obtido mediante a dualização do conversor meia ponte [A7, A21]. O princípio de funcionamento desse conversor é baseado no mesmo princípio aplicado ao conversor *boost* simétrico isolado: os interruptores de potência são ambos mantidos fechados de tal forma que os indutores acumulem energia, e são abertos, um após o outro, de modo a transferir a energia, armazenada, à carga, via transformador de isolamento T_r .

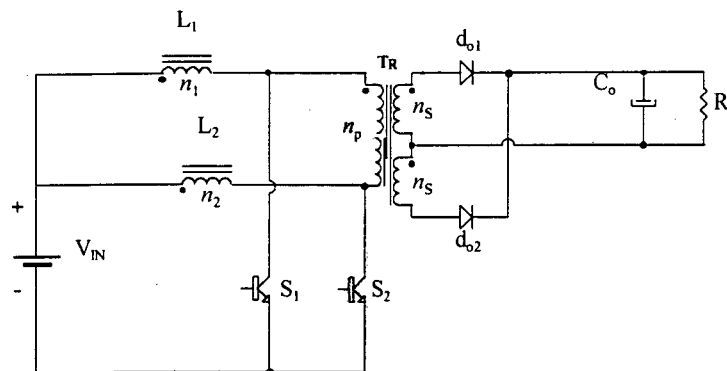


Fig. 1.4.- Conversor duplo indutor de entrada.

Vantagens:

- as vantagens deste conversor são idênticas as do *boost* simétrico isolado, além de oferecer a possibilidade de duas entradas em corrente,
- o primário do transformador apresenta menos esforços em corrente de que no *boost* simétrico isolado (menor corrente eficaz).

Desvantagens:

- idênticas às apresentadas pelo *boost* simétrico isolado, além da presença de um elemento magnético adicional.

1.3.3 - Nova topologia alimentada em corrente proposta por Mantovanelli e Barbi.

Uma das novas topologias alimentadas em corrente, proposta por Mantovanelli e Barbi [A12], é mostrada na Fig. 1.5. Os interruptores de potência são acionados com frequência constante e razão cíclica assimétrica. O interruptor S_1 opera com razão cíclica " D " durante o período de comutação, e S_2 opera complementarmente a S_1 (razão cíclica " $(1-D)$ "). Devido à operação assimétrica o conversor precisa do capacitor C_b para assegurar o equilíbrio do fluxo no transformador.

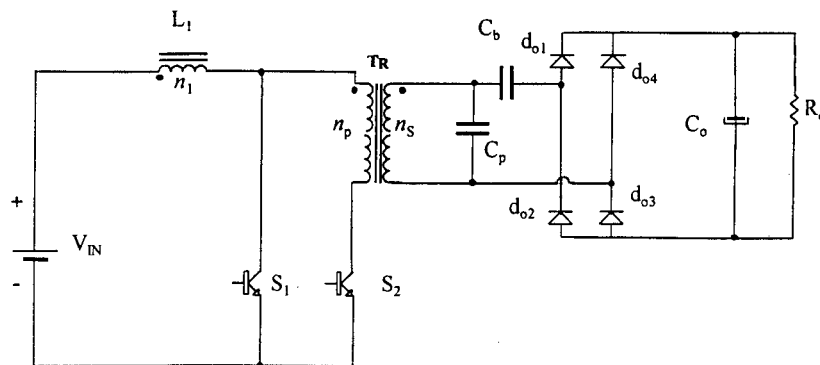


Fig. 1.5 - Conversor proposto por Mantovanelli e Barbi.

Vantagens:

- as vantagens deste conversor são às mesmas do *boost* simétrico isolado,
- apresenta comutação não dissipativa e utilização completa do transformador,

Desvantagens:

- a comutação não dissipativa depende diretamente do valor de dispersão do transformador, para grandes dispersões, é difícil obter comutação não dissipativa para toda a faixa de carga.

1.3.4 - Topologias *flyback-push-pull* alimentadas em corrente.

É essencialmente um transformador *flyback* em série com um inversor *push-pull* modulado por largura de pulso. Este conversor pode operar como elevador ou abaixador, em função de os interruptores trabalharem sobrepostos ou não.

A Fig. 1.6a mostra o secundário do transformador *flyback* alimentando a saída em tensão V_o através do diodo D_3 . Na Fig. 1.6b o diodo é conectado diretamente à tensão de entrada.

Quando o diodo é conectado a V_o , a ondulação da tensão de saída é minimizada, e quando o diodo é conectado à tensão de entrada a ondulação da corrente de entrada é minimizada [A2].

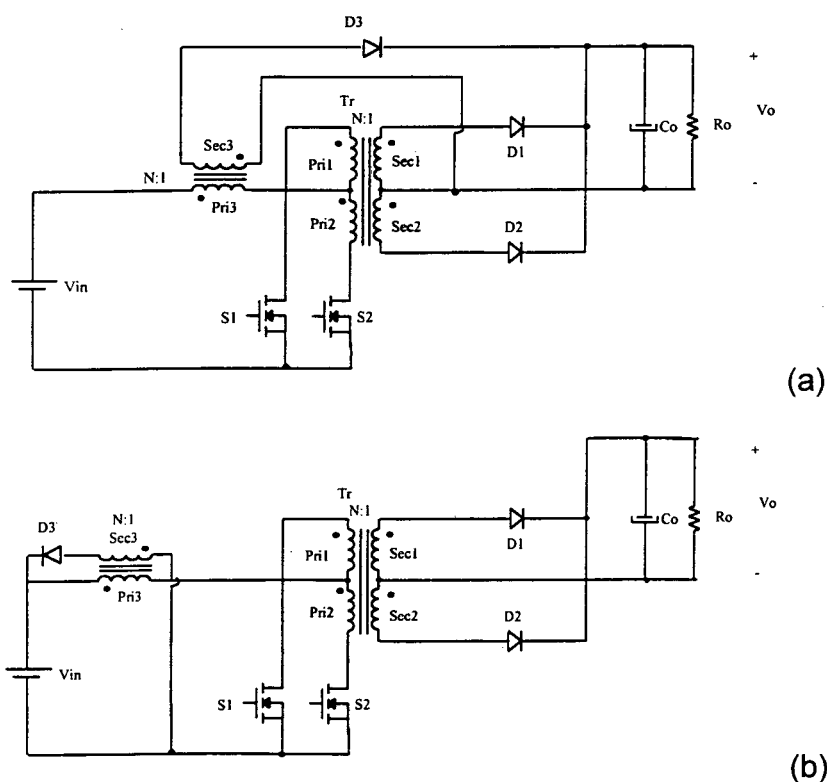


Fig. 1.6 - a) Conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente. b) Conversor *flyback-push-pull* realimentando a entrada.

Vantagens:

- a) possibilidade de trabalhar como elevador e abaixador.
- b) o transformador *flyback* provê naturalmente proteção contra surtos de corrente.

- c) O problema de desequilíbrio de fluxo no transformador *push-pull*, devido aos pulsos de comando assimétrico, não resulta na saturação do mesmo e por consequência não leva à falhas, mas sim em sobrecarga para um dos seus interruptores, o que não é considerado grave.

Desvantagens:

- a) modelos distintos, dependendo do modos de operação se abaixador ou elevador,
- b) indutância de dispersão elevada, produto dos dois transformadores, o que produz severas sobretensões nos interruptores,
- c) não há uma desmagnetização completa do transformador *push-pull*, o que a longo prazo produz saturação do núcleo.

1.3.5 - Variação topológica do conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente.

O princípio de funcionamento é idêntico ao descrito na seção (1.3.4), com a diferença de se ter mais um diodo *flyback* na saída, de modo a desmagnetizar de maneira ótima o transformador *push-pull* no momento da descarga do transformador *flyback*. O circuito é mostrado na Fig. 1.7.

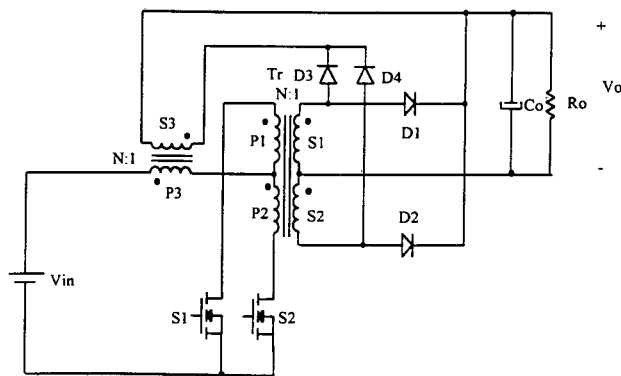


Fig. 1.7 - Conversor *push-pull* - *flyback* modificado.

As vantagens e desvantagens são iguais às da seção anterior com as seguintes diferenças: o risco de saturação é ainda menor devido à desmagnetização ótima do transformador feita pelos diodos D_3 e D_4 no circuito de saída, porém são adicionados mais dois elementos semicondutores.

1.4 – Geração do novo conversor.

O conversor CC-CC *flyback-push-pull* alimentado em corrente, apresenta vantagens em comparação ao convencional *push-pull* alimentado em tensão quando usado em diversas aplicações. Possui somente indutor na entrada e não de saída, o que faz dele uma excelente escolha para conversores CC-CC com múltiplas saídas. Além disso, provê o caminho pelos diodos D_3 e D_4 que garante a desmagnetização do transformador *push-pull*. É também reconhecido que o mencionado conversor é mais confiável do que o conversor *push-pull* convencional devido à presença do indutor de entrada. Porém, algumas desvantagens têm sido encontradas, sejam estas a existência de quatro diodos no lado secundário bem como a impossibilidade de representar a operação para razões cíclicas maiores ou menores que 0,5 através do mesmo modelo matemático.

O circuito a ser estudado neste trabalho é gerado a partir do conversor *flyback-push-pull* tradicional alimentado em corrente simplesmente removendo os diodos d_{o3} e d_{o4} (Fig. 1.8a).

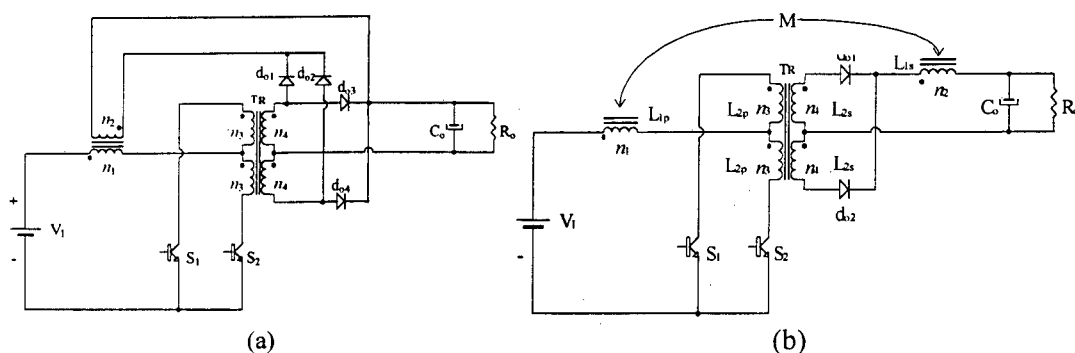


Fig. 1.8 - Conversores CC-CC *flyback-push-pull* alimentados em corrente (a) convencional (b) novo.

1.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas de maneira sucinta, diferentes tipos de conversores *push-pull* alimentados em tensão e corrente (observando-se as suas vantagens e desvantagens de modo a familiarizar-se com estas).

Sendo apresentado também a forma em que foi gerado o conversor a ser estudado neste trabalho.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH PULL* EM MODO CONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR *FLYBACK* PARA $D < 0,5$

2.1- Introdução

Neste capítulo apresentar-se-á um novo conversor *push-pull* alimentado em corrente no seu modo de condução contínua da corrente no indutor *flyback*. O funcionamento em condução contínua dependerá do valor da indutância de entrada. São mostradas as etapas de funcionamento e as formas de onda envolvidas nessas etapas para razão cíclica inferior a 0,5 ($D < 0,5$).

A operação como abaixador ou elevador de tensão depende exclusivamente, da mesma forma que o conversor de Weinberg [A2, A3], da razão cíclica do conversor.

Para razão cíclica entre zero e 0,5 ($0 < D < 0,5$), o conversor opera como *buck* e para razão cíclica entre 0,5 e um ($0,5 < D < 1$) a operação é como *boost*. Note-se que, para razões cíclicas maiores que 0,5, os interruptores atuarão sobrepostos (*overlapping*). Neste capítulo é feita uma análise qualitativa e quantitativa do conversor trabalhando em condução contínua para razão cíclica menor que meio ($D < 0,5$) ou seja como abaixador de tensão.

2.2.- Apresentação do circuito

O novo conversor *push-pull* apresentado é composto por um transformador *push-pull* e dois indutores (entrada e saída) acoplados magneticamente que compõem o transformador *flyback* além de dois interruptores principais e dois diodos de saída. Na Fig. 2.1 é apresentado o circuito de potência do novo conversor *push-pull* alimentado em corrente.

As características do novo conversor são as seguintes:

a) operação em dois modos: *buck* e *boost*. A classificação do modo de operação dependerá exclusivamente da razão cíclica de trabalho. Para razão cíclica menor que 0,5

($D < 0,5$) operará como *buck* (pulsos de comando não sobrepostos), e para razão cíclica entre 0,5 e um ($D > 0,5$) ele operará como *boost* (pulsos de comando sobrepostos),

b) limitação da corrente de partida. Pelo fato de ter um indutor na entrada ele atuará como limitador para qualquer surto de corrente,

c) os interruptores estão no mesmo ponto referencial. Do ponto de vista do comando isto é uma grande vantagem, descartando o uso de transformadores ou fotoacopladores de isolamento. O fato de possuir somente dois diodos na saída, comparando com conversores similares, permite reduzir as perdas por condução no conversor,

d) característica de transferência única entre o modo *buck* e *boost* quando as relações de transformação do transformador *push-pull* e transformador *flyback* são idênticas, sem nenhum tipo de descontinuidade ($\frac{n_1}{n_2} = \frac{n_3}{n_4} = N$),

e) grande sensibilidade às indutâncias de dispersão. Portanto, há necessidade de grampeadores eficientes para os interruptores.

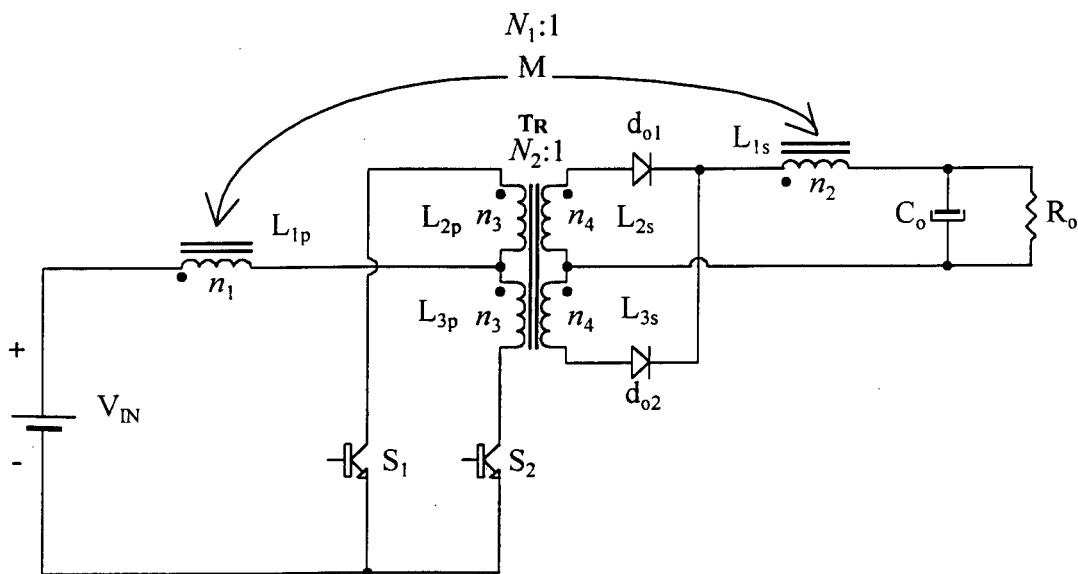


Fig. 2.1 - Circuito Proposto.

2.3- Operação para $D < 0,5$.

2.3.1- Descrição e análise das etapas para operação $D < 0,5$.

No modo *buck*, sem sobreposição nos sinais de comando, são observados quatro estados de operação em um período de comutação. Entretanto, para efeito de cálculo é

necessário descrever somente dois estágios, visto que os outros dois são análogos aos primeiros, diferindo apenas o interruptor envolvido no processo.

Para simplificar a análise do circuito, as seguintes considerações são realizadas:

- a) a corrente magnetizante é desprezada,
- b) os elementos do circuito são considerados ideais,
- c) consideram-se as relações de transformação dos transformadores *push-pull* e *flyback* iguais. Desta forma, a característica de transferência do conversor não apresentará descontinuidade entre os dois modos de funcionamento.

Primeira etapa (t_0, t_1) Δt_1

Em $t = t_0$, S_1 é acionado, permitindo a circulação de corrente por L_{1P} , L_{2P} e o próprio S_1 . O fluxo gerado pelo enrolamento L_{2P} induz tensão nos enrolamentos secundários (L_{2S} , L_{3S}) mas devido as polaridades das tensões induzidas somente d_{o2} conduz.

No entanto, o transformador *flyback* atuará como indutor, acumulando energia nesta etapa. A energia que a carga recebe é devida somente ao transformador *push-pull*.

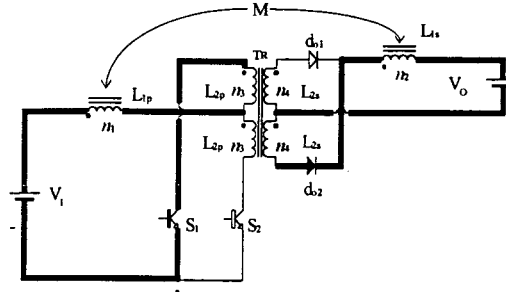


Fig. 2.2 - Primeira etapa modo Buck.

O circuito equivalente para este intervalo é:

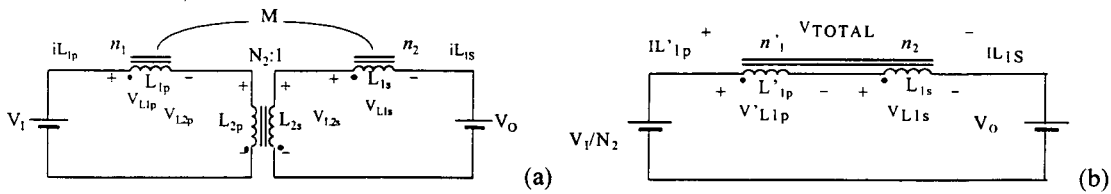


Fig. 2.3- (a) Circuito equivalente para o intervalo Δt_1 . (b) Circuito referido ao secundário.

Do circuito da fig. 2.3(b) tem-se que:

$$V_{Total} = \frac{V_i - N_2 \cdot V_o}{N_2} = V'_{L1P} + V_{L1S} \quad (2.1)$$

$$N_1 = \frac{n_1}{n_2}, \quad N_2 = \frac{n_3}{n_4} \quad (2.2)$$

Onde N_1 é a razão de transformação do transformador *flyback* e N_2 é a razão de transformação do transformador *push-pull*.

$$V'_{L_{1P}} = L'_{1P} \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_{L_{1S}} = M \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} + L_{1S} \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.4)$$

Somando tem-se:

$$V'_{L_{1P}} + V_{L_{1S}} = (L'_{1P} + L_{1S} + 2 \cdot M) \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.5)$$

Definindo a indutância mútua igual a:

$$M = K \cdot \sqrt{L'_{1P} \cdot L_{1S}} \quad (2.6)$$

Considerando $K=1$,

$$M = \sqrt{L'_{1P} \cdot L_{1S}} \quad (2.7)$$

Da relação do autotransformador do circuito equivalente:

$$L_{1P} = N_1^2 \cdot L_{1S} \quad (2.8)$$

portanto,

$$M = \frac{N_1}{N_2} \cdot L_{1S} \quad (2.9)$$

e

$$L'_{1P} = \frac{L_{1P}}{N_2^2} \quad (2.10)$$

Substituindo (2.1), (2.8), (2.9) e (2.10) em (2.5) resulta em:

$$\frac{V_i - N_2 \cdot V_o}{N_2} = \left(\frac{N_1^2}{N_2^2} \cdot L_{1S} + L_{1S} + 2 \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot L_{1S} \right) \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.11)$$

Logo,

$$V_i - N_2 \cdot V_o = \frac{(N_1^2 \cdot L_{1S} + N_2^2 \cdot L_{1S} + 2 \cdot N_1 \cdot N_2 \cdot L_{1S})}{N_2} \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.12)$$

Agrupando termos chega-se a:

$$V_i - N_2 \cdot V_o = \frac{(N_1 + N_2)^2}{N_2} \cdot L_{1S} \cdot \frac{di_{L_{1S}}}{dt} \quad (2.13)$$

Integrando a equação (2.13), obtém-se:

$$i_{L_{1S}}(t) = i'_{L_{1P_{min}}} + \frac{N_2 \cdot (V_i - N_2 \cdot V_o)}{(N_1 + N_2)^2 \cdot L_{1S}} \cdot t \quad (2.14)$$

Finalmente resolvendo para Δt_1 , e considerando $N_1=N_2=N$ tem-se que :

$$\Delta t_1 = \frac{4 \cdot N \cdot L_{1S}}{(V_i - N \cdot V_o)} \cdot \Delta i_{L_{1S} \Delta t_1} \quad (2.15)$$

Segunda Etapa (t_1 , t_2) - Δt_2

Em $t=t_1$ S_1 , é aberto, fazendo com que a energia acumulada em L_{1S} seja liberada em forma de uma corrente que é duas vezes a corrente que circulava no intervalo anterior (Δt_1), isto devido aos amperes-espiras do transformador *flyback* . Cada um dos diodos conduz uma corrente igual à do intervalo anterior, fazendo um curto circuito magnético no transformador *push-pull*. Esta etapa finaliza quando S_2 é acionado. Esta etapa é mostrada para este intervalo.

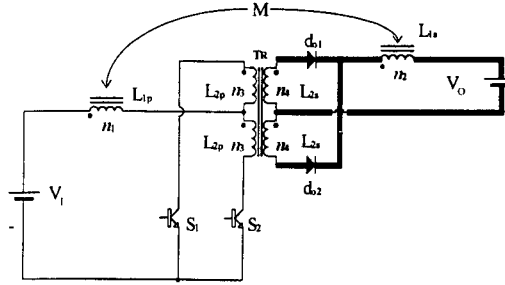


Fig. 2.4 - Segunda etapa modo Buck

A Fig. 2.5 mostra o circuito equivalente para este intervalo:

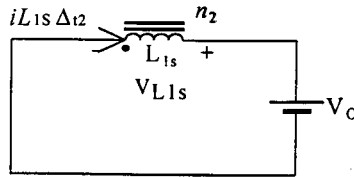


Fig.2.5 - Circuito equivalente para o intervalo Δt_2 .

Do circuito tem-se que:

$$V_{L_{1S}} = V_o \quad (2.16)$$

$$\frac{di_{L_{1S}\Delta t_2}}{dt} = \frac{V_{L_{1S}}}{L_{1S}} \quad (2.17)$$

Integrando, tem-se :

$$i_{L_{1S}\Delta t_2}(t) = I'_{L_{1P}max} - \frac{V_o}{L_{1S}} \cdot t \quad (2.18)$$

Ou resolvendo para Δt_2 :

$$\Delta t_2 = \frac{L_{1S}}{V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}\Delta t_2} \quad (2.19)$$

Onde $i_{L_{1S}\Delta t_2}$ denota a corrente no secundário do indutor *flyback* no intervalo Δt_2 .

E $i_{L_{1S}\Delta t_1}$ denota a corrente no secundário do indutor *flyback* no intervalo Δt_1 .

2.3.2- Principais formas de onda

Na fig. 2.6 são apresentadas as principais de onda do novo conversor *push-pull*, funcionando no modo abaixador ($D < 0,5$) com condução contínua da corrente do enrolamento primário do transformador *flyback*.

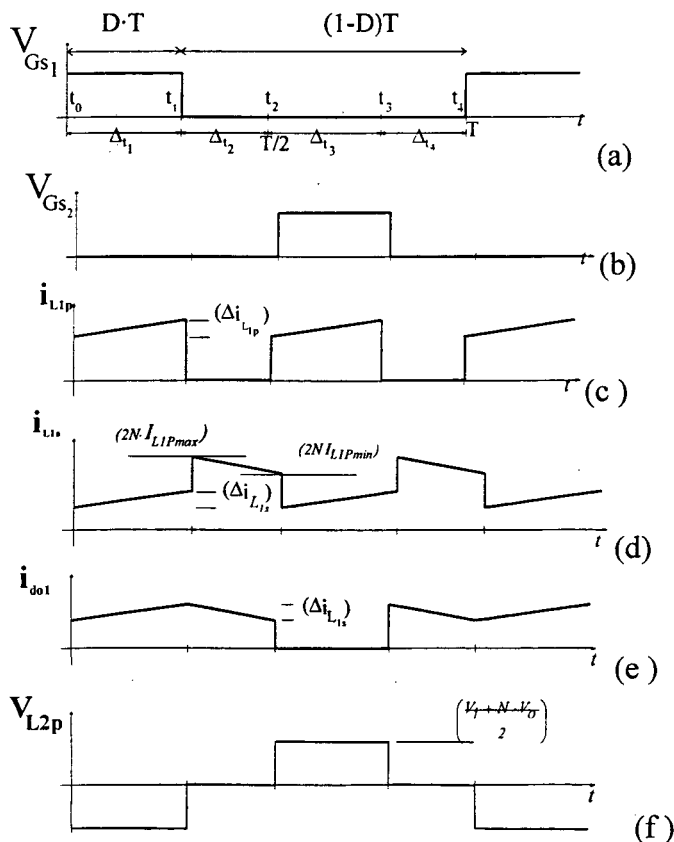


Fig. 2.6 - Formas de onda para operação $D < 0.5$. a) e b) Sinais de comando c) Corrente de entrada d) Corrente no indutor L_{1S} e) Corrente nos diodos de saída f) Tensão num enrolamento do transformador Push-Pull.

2.4- Considerações sobre o valor da corrente no intervalo Δt_2 (e Δt_4).

É possível definir o valor da corrente no intervalo Δt_2 em função do intervalo Δt_1 . Sabe-se que em regime permanente o fluxo no indutor é invariável em um período de funcionamento.

Portanto considerando que os amperes-espiras (AE) do transformador *flyback* serão constantes num ciclo de operação tem-se do primeiro circuito equivalente (fig. 2.3a).

$$AE = i_{L1S\Delta t_1} \cdot n_2 + i'_{L1P} \cdot n_1 \quad (2.20)$$

Onde

$$i'_{L1P} = \frac{i_{L1S\Delta t_1}}{N_2} \quad (2.21)$$

Então:

$$AE = i_{L1S\Delta t_1} \cdot (n_2 + \frac{n_1}{N_2}) \quad (2.22)$$

Para o segundo intervalo, Δt_2 :

$$AE = i_{L1S\Delta t_2} \cdot n_2 \quad (2.23)$$

Igualando as equações (2.22) e (2.23):

$$i_{L1S\Delta t_2} \cdot n_2 = i_{L1S\Delta t_1} \cdot (n_2 + \frac{n_1}{N_2}) \quad (2.24)$$

Portanto:

$$i_{L1S\Delta t_2} = i_{L1S\Delta t_1} \cdot (1 + \frac{N_1}{N_2}) \quad (2.25)$$

Definindo:

$$K_1 = 1 + \frac{N_1}{N_2} \quad (2.26)$$

Tem-se que:

$$\Delta i_{L1S\Delta t_1} = \Delta i_{L1S\Delta t_2} \cdot K_1 \quad (2.27)$$

Se $N_1=N_2=N$ então $K_1=2$ e:

$$\Delta i_{L1S\Delta t_1} = 2 \cdot \Delta i_{L1S\Delta t_2} \quad (2.28)$$

2.5- Características de transferência

Para provar a igualdade das características de transferência estática é realizado o cálculo para os dois modos de funcionamento.

É sabido que em regime permanente não existe variação de fluxo no indutor para um período de funcionamento. Logo, tem-se a seguinte relação:

$$V_{L_{IS}\Delta t_1} \cdot \Delta t_1 = V_{L_{IS}\Delta t_2} \cdot \Delta t_2 \quad (2.29)$$

A expressão $V_{L_{IS}}$ para o intervalo Δt_1 é obtida simplesmente aplicando a lei de Kirchhoff de tensão no circuito equivalente referido ao secundário (fig. 2.4b). Portanto substituindo-se as grandezas:

$$\frac{(V_i - N_2 \cdot V_o)}{(N_1 + N_2)} \cdot \Delta t_1 = V_o \cdot \Delta t_2 \quad (2.30)$$

Definindo o tempo de condução do interruptor, num período, como sendo:

$$\Delta t_1 = D \cdot T \quad (2.31)$$

pode-se encontrar:

$$\Delta t_2 = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{2} \quad (2.32)$$

Substituindo (2.31) e (2.32) em (2.30),

$$\frac{(V_i - N_2 \cdot V_o)}{(N_1 + N_2)} \cdot D \cdot T = V_o \cdot \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot T}{2} \quad (2.33)$$

obtém-se a característica de transferência, que é igual a:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2 \cdot D}{N_1 \cdot (1 - 2 \cdot D) + N_2} \quad (2.34)$$

Ou para $N_1 = N_2 = N$:

$$N \cdot \frac{V_o}{V_i} = \overline{V_o} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (2.35)$$

Para determinar a característica de transferência para $D > 0,5$ sabe-se que a variação de fluxo no indutor, em regime permanente, permanece constante para um período de funcionamento. Considerando DT como o tempo de condução do interruptor em um período, tem-se que para $D > 0,5$, o valor de D é dado por:

$$D = (2 \cdot \frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_2}{T}) \quad (2.36)$$

Definindo:

$$\Delta t_2 = \Delta t_4 = (1 - D) \cdot T \quad (2.37)$$

E substituindo (2.37) em (2.36), obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{(2 \cdot D - 1)}{2} \cdot T \quad (2.38)$$

e com:

$$V_{L_1 p \Delta t_1} = V_i \quad \text{e} \quad V_{L_1 p \Delta t_2} = \frac{N_1 \cdot (N_2 \cdot V_o - V_i)}{(N_2 + N_1)} \quad (2.39)$$

Substituindo (2.38) e (2.39) em (2.35) obtém-se:

$$V_i \cdot \frac{(2 \cdot D - 1)}{2} = \frac{N_1 \cdot (N_2 \cdot V_o - V_i)}{(N_2 + N_1)} \cdot (1 - D) \quad (2.40)$$

Resolvendo, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(2 \cdot D - 1) + \frac{N_1}{N_2}}{2 \cdot N_1 \cdot (1 - D)} \quad (2.41)$$

Considerando para $N_1 = N_2 = N$ obtem-se:

$$N \cdot \frac{V_o}{V_i} = \overline{V_o} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (2.42)$$

Comprova-se desta maneira a igualdade da característica de transferência em ambos os modos. A Fig. 2.7 a seguir mostra a característica de transferência obtida.

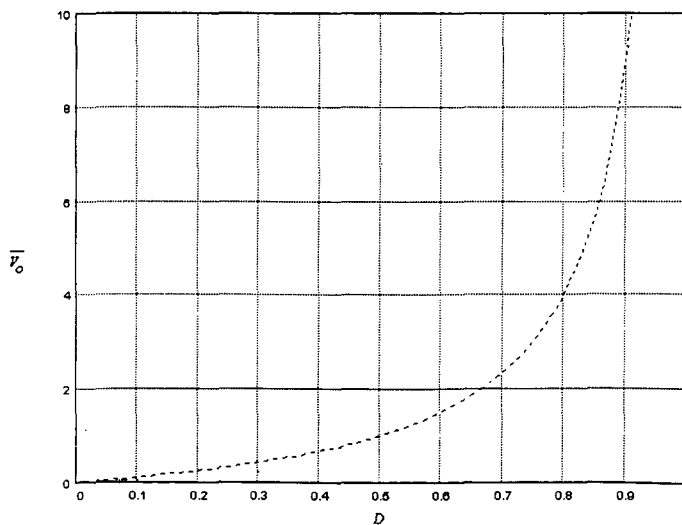


Fig. 2.7- Característica de Transferência.

2.6- Expressão da ondulação de corrente para $D < 0,5$.

Sabe-se que para o intervalo Δt_1 , $i_{L_{1S}}(\Delta t_1) = I'_{L_{1P_{max}}}$ e para o intervalo Δt_2 , $i_{L_{1S}}(\Delta t_2) = K_1 \cdot I'_{L_{1P_{max}}}$. Logo substituindo isto nas eq. (2.14) e (2.18), obtém-se:

$$I'_{L_{1P_{max}}} = I'_{L_{1P_{min}}} + (V_i - N_2 \cdot V_o) \cdot \Delta t_1 \quad (2.43)$$

e

$$K_1 \cdot I'_{L_{1P_{min}}} = K_1 \cdot I'_{L_{1P_{max}}} - \frac{V_o}{L_{1S_{max}}} \cdot \Delta t_2 \quad (2.44)$$

Sabendo que:

$$\Delta i_{L_{1S}} = I'_{L_{1P_{max}}} - I'_{L_{1P_{min}}} \quad (2.45)$$

Resolvendo para os intervalos Δt_1 e Δt_2 , obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}}{V_i - N_2 \cdot V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} \quad (2.46)$$

e

$$\Delta t_2 = \frac{K_1 \cdot L_{1S}}{V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} \quad (2.47)$$

A soma destes intervalos é igual a meio periodo, portanto:

$$\frac{T}{2} = \Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}}{V_i - N_2 \cdot V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} + \frac{K_1 \cdot L_{1S}}{V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} \quad (2.48)$$

Logo, obtém-se:

$$T = \frac{1}{F_S} = \frac{2 \cdot N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}}{V_i - N_2 \cdot V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} + \frac{2 \cdot K_1 \cdot L_{1S}}{V_o} \cdot \Delta i_{L_{1S}} \quad (2.49)$$

Ou,

$$F_S = \frac{1}{\frac{2 \cdot N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}}{V_i(1 - N_2 \cdot \frac{V_o}{V_i})} \cdot \Delta i_{L_{1S}} + \frac{2 \cdot K_1 \cdot L_{1S}}{V_i \cdot \frac{V_o}{V_i}} \cdot \Delta i_{L_{1S}}} \quad (2.50)$$

Normalizando $\Delta i_{L_{1S}}$:

$$\frac{2 \cdot L_{1S} \cdot N_2 \cdot F_S \cdot \Delta i_{L_{1S}}}{V_i} = \frac{1}{\frac{K_1^2}{(1 - N_2 \cdot \frac{V_o}{V_i})} + \frac{K_1}{N_2 \cdot \frac{V_o}{V_i}}} \quad (2.51)$$

Substituindo a equação do ganho em (2.51) e sabendo que:

$$1 - N_2 \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot (1 + \frac{N_1}{N_2})}{\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot K_1}{\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1} \quad (2.52)$$

Então:

$$\overline{\Delta i_{L_{IS}}} = \frac{1}{\frac{K_1 \cdot (\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1)}{(1 - 2 \cdot D)} + \frac{K_1 \cdot (\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1)}{2 \cdot D}} \quad (2.53)$$

Simplificando a expressão (2.53), obtém-se:

$$\overline{\Delta i_{L_{IS}}} = \frac{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{K_1 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1 \right)} \quad (2.54)$$

Considerando para $N_1 = N_2 = N$, obtém-se:

$$\overline{\Delta i_{L_{IS}}} = \frac{D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.55)$$

A Fig. 2.8 representa graficamente a equação 2.55.

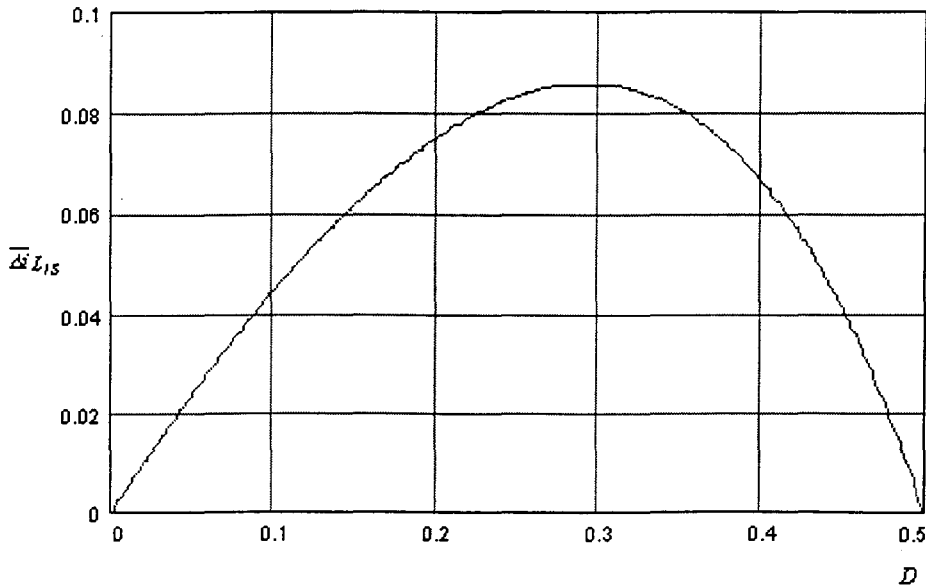


Fig. 2.8 - Ondulação da corrente de saída em função de D.

2.7- Análise das grandezas do conversor para $D < 0,5$.

2.7.1- Análise das Correntes do Conversor

2.7.1.1- Corrente média de saída (I_o).

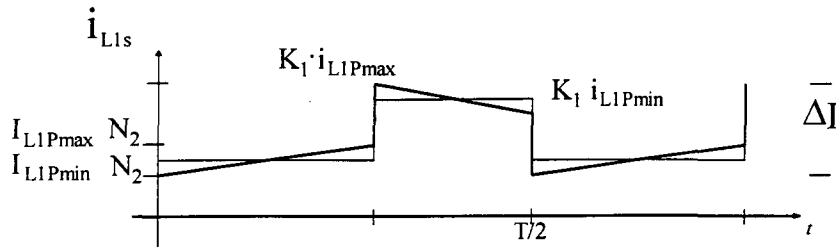


Fig. 2.9 - Corrente de saída.

A partir das etapas de funcionamento e observando a fig. 2.9 tem-se que:

$$I'_{L1Pmin} + \frac{(V_i - N_2 \cdot V_o)}{N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}} \cdot t, \quad \text{para } \Delta t_1 \quad (2.56)$$

$$i_{L1S}(t) = \begin{cases} I'_{L1Pmin} + \frac{(V_i - N_2 \cdot V_o)}{N_2 \cdot K_1^2 \cdot L_{1S}} \cdot t, & \text{para } \Delta t_1 \\ K_1 \cdot I'_{L1Pmax} - \frac{V_o}{L_{1S}} \cdot t, & \text{para } \Delta t_2 \end{cases} \quad (2.57)$$

A corrente média de saída pode ser obtida através das áreas:

$$I_o \cdot \frac{T}{2} = \Delta t_1 \cdot I'_{L1Pmin} + \frac{1}{2} \cdot \Delta t_1 \cdot (I'_{L1Pmax} - I'_{L1Pmin}) + \Delta t_2 \cdot K_1 \cdot I'_{L1Pmin} + \frac{1}{2} \cdot \Delta t_2 \cdot K_1 \cdot (I'_{L1Pmax} - I'_{L1Pmin}) \quad (2.58)$$

Ou,

$$I_o \cdot T = \Delta t_1 \cdot (I'_{L1Pmin} + I'_{L1Pmax}) + \Delta t_2 \cdot K_1 \cdot (I'_{L1Pmax} + I'_{L1Pmin}) \quad (2.59)$$

Substituindo Δt_1 e Δt_2 , obtém-se:

$$I_o = (I'_{L1Pmin} + I'_{L1Pmax}) \cdot \left(D + K_1 \cdot \frac{(1 - 2 \cdot D)}{2} \right) \quad (2.60)$$

2.7.1.2- Corrente Máxima (I_{L1Pmax}) de entrada.

A corrente máxima de entrada é obtida substituindo a equação (2.54) em (2.45), resultando:

$$I'_{L1Pmax} = I'_{L1Pmin} + \frac{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{K_1 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1 \right)} \quad (2.61)$$

Substituindo (2.61) na equação (2.60), obtém-se:

$$\overline{I_o} = \left(2 \cdot \overline{I'_{L_{1P_{min}}}} + \frac{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{K_1 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1 \right)} \right) \cdot \frac{2 \cdot D + K_1 \cdot (1 - 2 \cdot D)}{2} \quad (2.62)$$

Resolvendo a equação (2.62) pode-se obter:

$$\overline{I'_{L_{1P_{min}}}} = \frac{\overline{I_o}}{(2 \cdot D + K_1 \cdot (1 - 2 \cdot D))} - \frac{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{K_1 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1 \right)} \quad (2.63)$$

Podendo também obter a corrente máxima de entrada:

$$\overline{I'_{L_{1P_{max}}}} = \overline{I'_{L_{1P_{min}}}} \cdot N_2 = \frac{\overline{I_o}}{(2 \cdot D + K_1 \cdot (1 - 2 \cdot D))} + \frac{2 \cdot D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{K_1 \cdot \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot (1 - 2 \cdot D) + 1 \right)} \quad (2.64)$$

Se $N_1=N_2=N$ então $K_1=2$, logo:

$$\overline{I'_{L_{1P_{max}}}} = \frac{\overline{I_o}}{2 \cdot N \cdot (1 - D)} + \frac{D \cdot (1 - 2 \cdot D)}{4 \cdot N \cdot (1 - D)} \quad (2.65)$$

É possível calcular também o degrau existente na corrente de saída como sendo:

$$\Delta I = (K_1 - 1) \cdot \overline{I'_{L_{1P_{max}}}} \quad (2.66)$$

Porém substituindo a equação (2.26) em (2.66) obtém-se:

$$\Delta I = \frac{N_1}{N_2} \cdot \overline{I'_{L_{1P_{max}}}} \quad (2.67)$$

Onde a equação (2.67) representa a ondulação devida aos amperes-espiras no transformador *flyback*.

2.7.2- Análise das tensões do conversor.

2.7.2.1- Obtenção da tensão nos enrolamentos do transformador.

Observando a Fig. 2.3a, que descreve a primeira etapa de funcionamento e considerando $N_1=N_2=N$, verifica-se que a tensão no transformador *push-pull* é obtida da seguinte equação:

$$V_{L_{2P}} = N \cdot V_{L_{2S}} \quad (2.68)$$

Onde $V_{L_{2S}}$ é dada pela equação (2.23). Portanto:

$$V_{L_{2P}} = \frac{V_i + N \cdot V_o}{2} \quad (2.69)$$

Normalizando pela tensão de entrada, tem-se:

$$\frac{V_{L_{2P}}}{V_i} = \overline{V_{L_{2P}}} = \frac{1 + N \cdot \frac{V_o}{V_i}}{2} \quad (2.70)$$

Substituindo o ganho estático dado em (2.53) na equação (2.70) chega-se a:

$$\overline{V_{L_{2P}}} = \overline{V_{L_{3P}}} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \quad (2.71)$$

A tensão normalizada nos enrolamentos é mostrada na Fig. 2.10 em função de D .

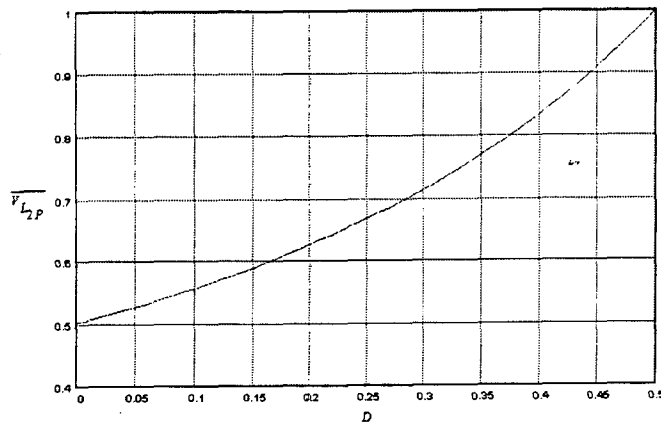


Fig. 2.10- Tensão normalizada no enrolamento primário do transformador push-pull.

2.7.2.2- Tensão de bloqueio nos interruptores.

Calculando-se para ambas as etapas de funcionamento, iniciando pela primeira etapa, aplicando as leis de tensão de *Kirchhoff* no circuito da Fig. 2.2, as seguintes equações são obtidas:

$$-V_i + V_{L_{1P}} - V_{L_{2P}} + V_S = 0 \quad (2.72)$$

Substituindo $V_{L_{3P}}$ e $V_{L_{1P}}$ na equação (2.72), obtém-se:

$$V_S = \frac{V_i}{2 \cdot (1 - D)} + \frac{V_i}{2(1 - D)} \quad (2.73)$$

Normalizando (2.73) em função da tensão de entrada, tem-se:

$$\frac{V_S}{V_i} = \overline{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.74)$$

Passa-se a calcular a tensão de bloqueio nos interruptores na segunda etapa de operação. Sabendo que $V_{L1P} = N \cdot V_o$, aplica-se as leis de *Kirchhoff*, obtendo-se:

$$-V_i - V_{L1P} + V_S = 0 \quad (2.75)$$

ou

$$V_S = V_i + N \cdot V_o \quad (2.76)$$

Fatorando por V_i , utilizando a equação do ganho estático e normalizando, obtém-se finalmente:

$$\overline{V_S} = \frac{1}{1-D} \quad (2.77)$$

A figura 2.11 mostra a tensão de bloqueio nos interruptores em função de D .

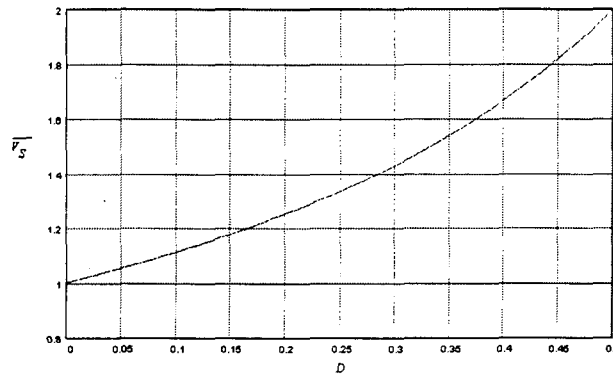


Fig. 2.11- Tensão de bloqueio normalizada nos interruptores.

2.7.2.3.- Tensão nos enrolamentos do transformador *flyback*.

Analisando para a primeira etapa, tem-se:

$$V_{L1P} = N \cdot V_{L1S} = \frac{V_i - N \cdot V_o}{2} \quad (2.78)$$

Fatorando por V_i e substituindo o ganho estático, obtém-se:

$$\frac{V_{L1P}}{V_i} = \overline{V_{L1P}} = \frac{1-2 \cdot D}{2 \cdot (1-D)} \quad (2.79)$$

A equação (2.79) é válida para o intervalo Δt_1 . Repetindo-se o processo para a segunda etapa, tem-se:

$$V_{L1P} = N \cdot V_{L1S} = N \cdot V_o \quad (2.80)$$

Normalizando-se em função de V_i , tem-se:

$$\frac{V_{L1P}}{V_i} = \overline{V_{L1P}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.81)$$

2.7.2.4.- Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída.

Observando-se a Fig. 2.6(d), verifica-se que a corrente de saída tem duas componentes: uma componente contínua, correspondente a corrente da carga I_o , e uma componente alternada, i_o , que obrigatoriamente deverá circular pelo capacitor de saída (mostrada na Fig. 2.12).

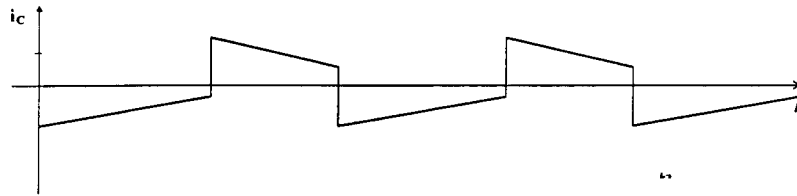


Fig. 2.12- Corrente no capacitor de saída.

Dado que a componente contínua alimenta diretamente a carga, tem-se:

$$\Delta i_C = 2 \cdot I_{L1p_{max}} \cdot N - I_{L1p_{max}} \cdot N \quad (2.82)$$

Ou, aproximando-se $i_C = \Delta i_C$,

$$i_C = C_o \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (2.83)$$

Para o período de descarga (Δt_1) do capacitor tem-se:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{i_C}{C_o} \cdot \Delta t_1 \quad (2.84)$$

Substituindo-se i_C e Δt_1 :

$$\Delta V_{C_o} = \frac{i_{L1p_{max}} \cdot N}{C_o} \cdot D \cdot T = \frac{i_{L1p_{max}} \cdot N \cdot D}{C_o \cdot F_s} \quad (2.85)$$

Sabendo que $I_{L1p_{max}} = \frac{P_i}{2 \cdot D \cdot V_i}$, e desprezando a ondulação da corrente de entrada,

obtém-se:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{P_i \cdot N \cdot D}{2 \cdot D \cdot V_i \cdot C_o \cdot F_s} \quad (2.86)$$

Onde $V_i = \frac{V_o \cdot N \cdot (1-D)}{D}$ e $P_o = \eta \cdot P_i$. Substituindo estas duas ultimas relações na equação

(2.86), resulta:

$$\Delta V_{C_O} = \frac{P_o \cdot D}{\eta \cdot C_o \cdot F_s \cdot V_o \cdot (1-D)} \quad (2.87)$$

Normalizando em função da tensão de saída, tem-se:

$$\frac{\Delta V_{C_O}}{V_o} = \frac{P_o \cdot D}{\eta \cdot C_o \cdot F_s \cdot V_o^2 \cdot (1-D)} \quad (2.88)$$

2.7.3 - Esforços de correntes nos interruptores.

2.7.3.1 - Corrente média nos transistores.

Para o calculo de corrente em todos os componentes foi desprezado a ondulação. Como as correntes médias dos transistores são iguais, calcula-se somente a corrente média para S_1 , que é dada por:

$$I_{S_1} = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_1} i_{L_1 p_{\max}} \cdot dt = i_{L_1 p_{\max}} \cdot \frac{\Delta t_1}{T} \quad (2.89)$$

Substituindo $i_{L_1 p_{\max}}$ e Δt_1 em (2.89) e normalizando em função de I_o , tem-se:

$$I_{S_1} = \frac{P_o}{\eta \cdot 2 \cdot V_o \cdot N \cdot \frac{1-D}{D}} = \frac{I_o \cdot D}{\eta \cdot 2 \cdot (1-D) \cdot N} \quad (2.90)$$

Finalmente, chega-se a:

$$\overline{I_{S_1}} = \frac{D}{2 \cdot \eta \cdot (1-D) \cdot N} \quad (2.91)$$

A equação (2.91) é representada pela Fig. 2.13 para $\eta=0,9$:

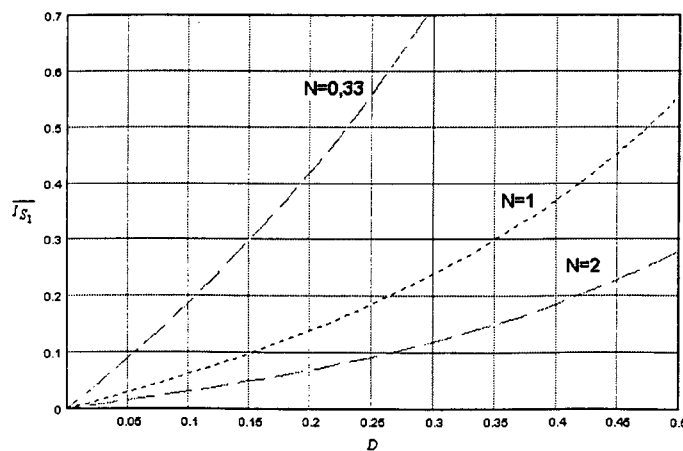


Fig. 2.13.- Corrente média normalizada nos transistores para $\eta=0,9$.

2.7.3.2.- Corrente eficaz nos transistores.

Por definição:

$$i_{S1_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\Delta t_1} i_{L1p_{max}}^2 \cdot dt \quad (2.93)$$

Normalizando por I_o , tem-se:

$$\overline{i_{S1_{rms}}} = \frac{\sqrt{D}}{2 \cdot \eta \cdot (1-D) \cdot N} \quad (2.94)$$

A figura 2.14 mostra a corrente eficaz em função de D .

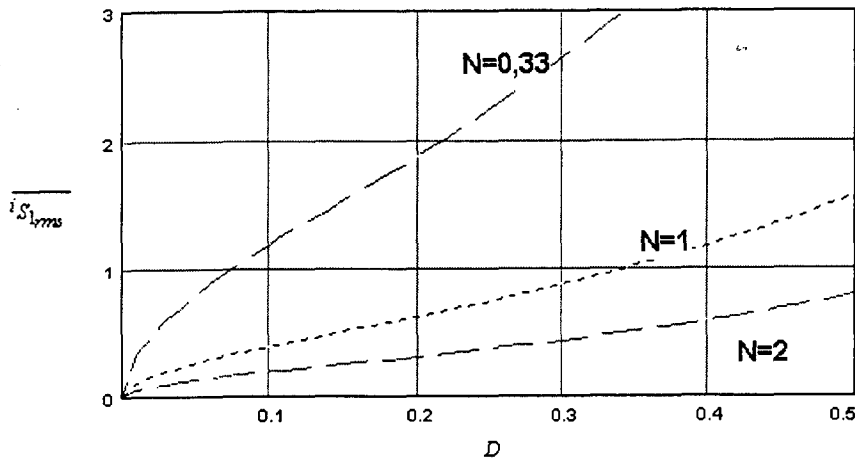


Fig. 2.14.- Corrente eficaz normalizada nos transistores, $\eta=0,9$.

2.7.3.3.- Corrente média nos diodos de saída

O cálculo da corrente média nos diodos de saída (d_{o1}, d_{o2}) é análogo ao cálculo realizado para os transistores.

$$I_{do1} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} i_{do2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} i_{do2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} i_{do2} \cdot dt \right\} \quad (2.95)$$

Logo, somando os intervalos Δt_1 e Δt_2 , tem-se:

$$I_{do1} = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} I_{L1p_{max}} \cdot N \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} I_{L1p_{max}} \cdot N \cdot dt \right\} \quad (2.96)$$

Porém, sabe-se que

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{T}{2} \quad \text{e} \quad \Delta t_4 = \frac{1-2 \cdot D}{2} \cdot T$$

Portanto, substituindo estas equações tem-se:

$$I_{do1} = \frac{I_{L1P_{max}} \cdot N}{2} + I_{L1P_{max}} \cdot N \cdot \frac{1-2 \cdot D}{D} \quad (2.97)$$

Substituindo a equação (2.64) e simplificando (2.97) obtém-se:

$$\overline{I_{do1}} = \frac{1}{2 \cdot \eta} \quad (2.98)$$

2.7.3.4.- Corrente eficaz nos diodos de saída

A corrente eficaz dos diodos de saída é representada pela expressão seguinte:

$$i_{do1_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1 + \Delta t_2} (I_{L1P_{max}} \cdot N)^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_4} (I_{L1P_{max}} \cdot N)^2 \cdot dt \right\} \quad (2.99)$$

Integrando e substituindo os Δt_i , tem-se:

$$i_{do1_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \frac{(I_{L1P_{max}} \cdot N)^2}{2} \cdot T + (I_{L1P_{max}} \cdot N)^2 \cdot \frac{1-2 \cdot D}{D} \right\} \quad (2.100)$$

ou

$$i_{do1_{rms}} = I_{L1P_{max}} \cdot N \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1-2 \cdot D}{2}} \quad (2.101)$$

Substituindo a equação (2.64) obtém-se, finalmente:

$$\overline{i_{do1_{rms}}} = \frac{1}{2 \cdot \eta \cdot \sqrt{1-D}} \quad (2.103)$$

A Fig.2.15 mostra a corrente eficaz dos diodos em função de D .

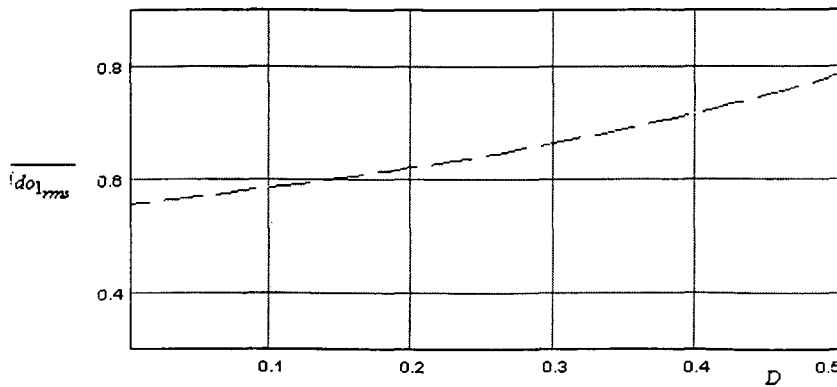


Fig. 2.15.- Corrente eficaz nos diodos de saída, para $\eta = 0,9$.

2.8.- Energia processada pelo transformador *flyback* para $D < 0,5$.

A transferência de potência ocorre através dos elementos magnéticos do circuito, portanto é importante ter uma noção da quantidade de energia que cada um deles processa.

A análise apresentada a seguir responde a esta questão. O transformador *flyback* armazena uma porcentagem da energia no intervalo Δt_1 , entregando-a no intervalo Δt_2 .

Logo, a potência a ser entregue pelo transformador *flyback* e a ser armazenada no intervalo Δt_1 , é dada por:

$$\varepsilon_{fb} = \int_0^{\Delta t_1} [V_{L_{1p}} \cdot i_p + V_{L_{1S}} \cdot i_S] \cdot dt \quad (2.104)$$

sabe-se que $V_{L_{1p}} = N \cdot V_{L_{1S}}$ e $N \cdot i_p = i_S$

Substituindo $V_{L_{1p}}$ e as correntes i_p em (2.104), tem-se:

$$\varepsilon_{fb} = \int_0^{\Delta t_1} \left[N \cdot V_{L_{1S}} \cdot \frac{i_S}{N} + V_{L_{1S}} \cdot i_S \right] \cdot dt \quad (2.105)$$

ou

$$\varepsilon_{fb} = 2 \cdot V_{L_{1S}} \int_0^{\Delta t_1} i_S \cdot dt \quad (2.106)$$

Onde i_S é a corrente eficaz no secundário, logo da equação (2.94), tem-se:

$$i_S = i_{S_{rms}} = \sqrt{2 \cdot D} \cdot N \cdot I_{L_{1p_{max}}} \quad (2.107)$$

Então substituindo $I_{L_{1p_{max}}}$ na expressão (2.107) tem-se:

$$i_{S_{rms}} = \frac{P_i \cdot N}{V_i \cdot \sqrt{2 \cdot D}} \quad (2.108)$$

Substituindo (2.108) em (2.106):

$$\varepsilon_{fb} = \frac{2 \cdot (V_{in} - N \cdot V_o)}{2 \cdot N} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \frac{P_i \cdot N}{V_i \cdot \sqrt{2 \cdot D}} \cdot dt \quad (2.109)$$

fatorando, a expressão (2.109), obtém-se:

$$\varepsilon_{fb} = \frac{(1 - N \cdot \frac{V_o}{V_i}) \cdot I_o \cdot \Delta t_1}{\sqrt{2} \cdot D} \cdot \int_0^{\Delta t_1} P_i \cdot dt \quad (2.110)$$

Integrando a equação (2.110), obtém-se:

$$\varepsilon_{fb} = \frac{(1 - \frac{D}{1-D}) \cdot P_o \cdot \Delta t_1}{\eta \cdot \sqrt{2} \cdot D} \quad (2.111)$$

Da definição de energia, tem-se: $\varepsilon_{fb} = P_{fb} \cdot T$, substituindo em (2.111), tem-se:

$$P_{fb} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot \sqrt{D} \cdot P_o}{\sqrt{2} \cdot \eta \cdot (1 - D)} \quad (2.112)$$

Normalizando (2.112), chega-se a:

$$\frac{P_{fb}}{P_o} = \overline{P_{fb}} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot \sqrt{D}}{\sqrt{2} \cdot (1 - D) \cdot \eta} \quad (2.113)$$

A Fig. 2.16 mostra a potência normalizada processada pelo *flyback* em função de D .

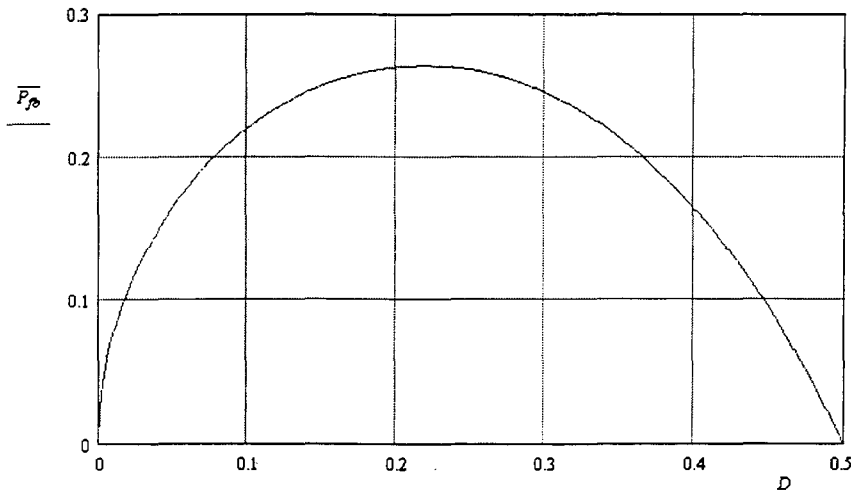


Fig.2.16.- Potência processada pelo transformador flyback em função de D e para $\eta = 0,9$.

2.9.- Projeto do novo conversor.

2.9.1.- Metodologia de projeto

A seguir é dado um roteiro para o projeto de uma fonte chaveada baseada no novo conversor.

1) Especificações:

V_i Tensão de entrada

V_o Tensão de saída

P_o Potência de saída

F_S Frequência de comutação

η Rendimento

$\frac{\Delta V_{co}}{V_o}$ Ondulação relativa da tensão no capacitor de saída.

2) Cálculo da relação de transformação (N)

Obtida para $D_{MAX}=0,3$, razão cíclica para máxima ondulação da corrente de saída, o pior caso (Fig. 2.8).

Fazendo o cálculo, considerando a queda de tensão nos interruptores (ΔV_s), tem-se:

$$N = \frac{n_1}{n_2} = \frac{(V_i - \Delta V_s)}{V_o + \Delta V_s} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (2.114)$$

3) Cálculo da indutância no secundário do transformador *flyback*. Logo, com N e D obter do ábaco $\overline{\Delta i_2}$ e considerando $\Delta i_2 = 0,1 \cdot I_o$ calcular L_{1S} .

4) Obtenção da potência processada pelo indutor *flyback*. Com (2.113) obter a energia processada pelo transformador *flyback*.

- Calcular o produto $A_e A_w$
- Cálculo de n_1 e com N calcular n_2
- Cálculo do entreferro
- Cálculo das bitolas dos fios
- Cálculo térmico

5) Para o cálculo do transformador *push-pull*

- Obter a potência processada pelo transformador.
- Calcular $A_e A_w$.
- Calcular n_p número de espiras do primário.
- Com N calcular n_s
- Cálculo das bitolas dos fios.
- Cálculo térmico

6) Para o cálculo da capacitância de saída

- Dada uma porcentagem da ondulação da tensão de saída, e usando a equação (2.88), calcular C_o .

7) Calcular o grampeador de tensão dos interruptores primários e os circuitos de ajuda à comutação dos interruptores secundários, com previa medição da indutância de dispersão total (Ver apêndice C).

8) Cálculo de esforços nos interruptores.

2.9.2 – Exemplo de projeto.

(1) A seguir é projetado um protótipo do conversor para operação no modo *buck* com a finalidade de verificar o princípio de operação. As especificações são as seguintes :

$$\begin{array}{llll} P_o = 600W & \eta = 0,9 & V_i = 48V & F_s = 25kHz \\ V_o = 60V & R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 6\Omega & I_o = 10A & \frac{\Delta V_{co}}{V_o} = 0,01 \end{array}$$

(2) A relação de transformação (N) é calculada para $D=0,3$, que é a razão cíclica para máxima ondulação de corrente de saída ($\Delta i_{L_{IS}}$), e também é considerada uma queda de tensão sobre os interruptores de 1V. Da equação (2.114) tem-se:

$$N = \frac{(48-1)}{60+1} \cdot \frac{0,3}{1-0,3} \approx 0,33$$

(3) Da equação (2.55) obtém-se a ondulação de corrente: $\overline{\Delta i_{L_{IS}}} = 0,2597$. Considerando que $\Delta i_{L_{IS}} = 0,1 \cdot I_o = 1A$ e da equação de normalização (Eq. 2.51) são determinadas as indutâncias do secundário e do primário do transformador *flyback*:

$$L_{IS} = 249,312 \mu H \quad L_{IP} = 27,15 \mu H.$$

(4) A potência armazenada no transformador *flyback* é obtida da equação (2.113):

$$\frac{P_{fb}}{P_o} = \overline{P_{fb}} = \frac{(1-2 \cdot 0,3) \cdot \sqrt{D}}{0,7 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{2}} = 0,2459$$

Então a potência processada pelo transformador *flyback* corresponde a:

$$P_{fb} = 0,2459 \cdot P_o = 147,54W.$$

(5) A capacitância de saída é calculado para a variação de tensão de saída especificada de (2.87) logo:

$$C_o = \frac{D \cdot P_o}{\eta \cdot 0,01 \cdot F_S \cdot V_o^2 \cdot (1 - D)} \geq 330,68 \mu F$$

Na prática escolheu-se $C_o = 1000 \mu F$.

(6) Cálculo dos esforços nos semicondutores.

a) Tensão de bloqueio nos interruptores controlados.

$$V_S = \frac{V_i}{1 - D} = \frac{48}{0,7} = 68,57 V$$

b) Corrente de pico nos interruptores controlados.

$$i_{L_{ipmax}} = \frac{I_o}{\eta \cdot 2 \cdot N \cdot (1 - D)} = \frac{10}{0,9 \cdot 2 \cdot 0,33 \cdot 0,7} = 24 A$$

c) Corrente eficaz nos interruptores controlados.

$$i_{S_{rms}} = \frac{\sqrt{D} \cdot I_o}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} = \sqrt{0,3} \cdot 24 = 13,14 A$$

d) Corrente eficaz nos diodos.

$$i_{do} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta \cdot \sqrt{1 - D}} = \frac{10}{2 \cdot 0,9 \cdot \sqrt{0,7}} = 6,64 A$$

e) Corrente média nos transistores.

$$I_{S1} = \frac{D \cdot I_o}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} = \frac{0,3 \cdot 10}{2 \cdot 0,9 \cdot 0,7 \cdot 0,33} = 7,215 A$$

f) Corrente média nos diodos de saída.

$$I_{do} = \frac{I_o}{2 \cdot \eta} = \frac{10}{0,9 \cdot 2} = 5,555 A$$

2.9.3.- Resultados de simulação

O circuito simulado é mostrado na figura (2.17). A simulação foi feita com os valores calculados e com os elementos ideais.

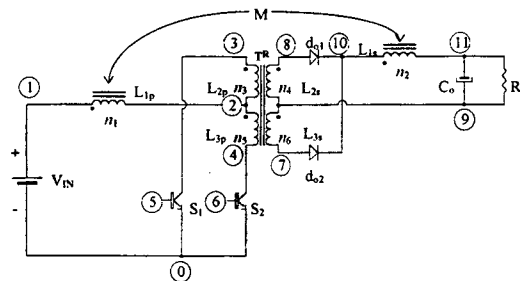


Fig.2.17.- Circuito simulado.

Os resultados da simulação são apresentados a seguir, mostrando-se as formas de onda mais relevantes.

A Fig. 2.18 mostra em a) a corrente nos interruptores, observa-se que os valores de pico se aproximam com os valores calculados, em b) mostra-se a corrente no secundário do transformador *flyback* e, finalmente, em c) verifica-se a corrente no enrolamento primário do transformador *flyback*. Observa-se o comportamento do conversor de tensão operando como abaixador tendo corrente de entrada descontínua (i_{L1p}) e corrente de saída contínua (i_{L1s}).

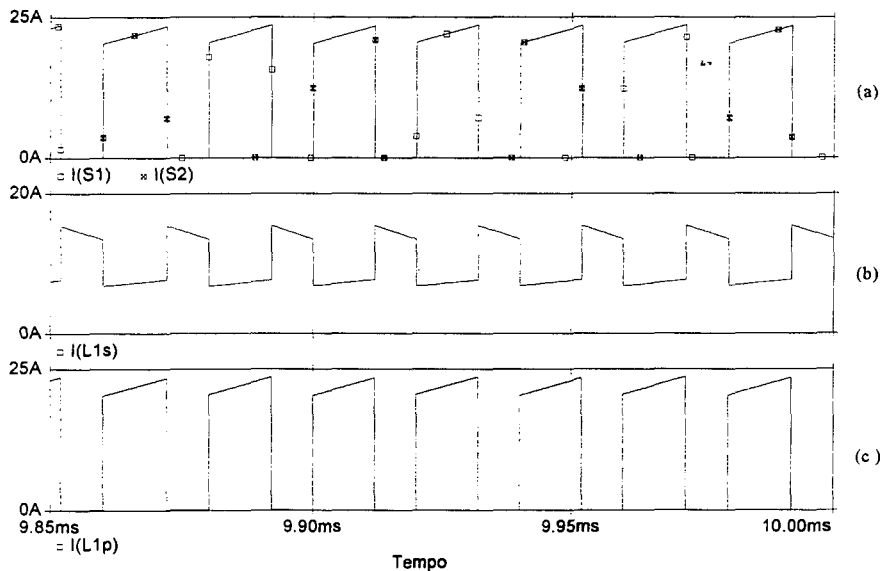


Fig. 2.18.- a) Corrente nos Transistores b) Corrente de saída c) Corrente de entrada.

A Fig. 2.19 ilustra em a) a tensão no primário do transformador *push-pull*. Esta tensão referida ao secundário e retificada é a tensão que alimenta a carga. Em b), mostra-se a tensão no enrolamento primário do transformador *flyback*. Em c) mostra a tensão de bloqueio no interruptor S_1 , a qual é idêntica para os dois interruptores.

Os valores calculados são confirmados novamente pela simulação.

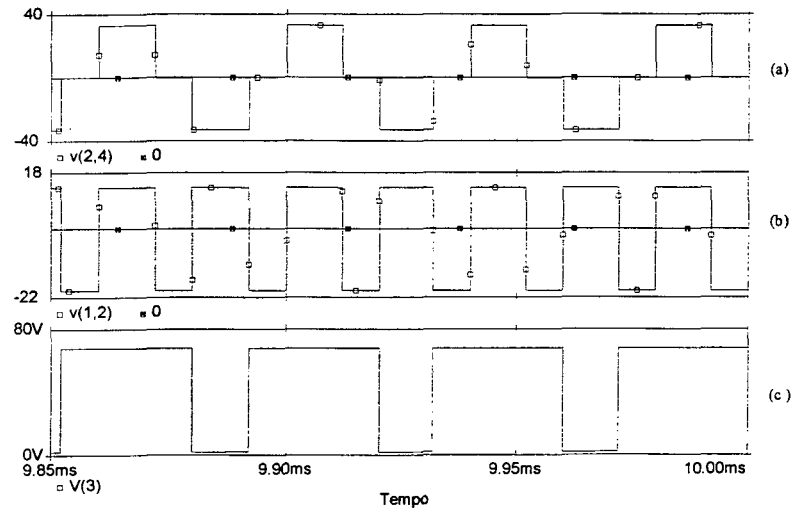


Fig. 2.19 - a) Tensão no transformador Push-Pull. b) Tensão no transformador flyback. c) Tensão de bloqueio no interruptor S_1 .

Da Fig. 2.20 observa-se em a) a corrente através do capacitor de saída sendo esta a causa da ondulação na tensão de carga. Em b) e c) observa-se as correntes através dos diodos. Verifica-se a repartição da corrente de saída pelos diodos.

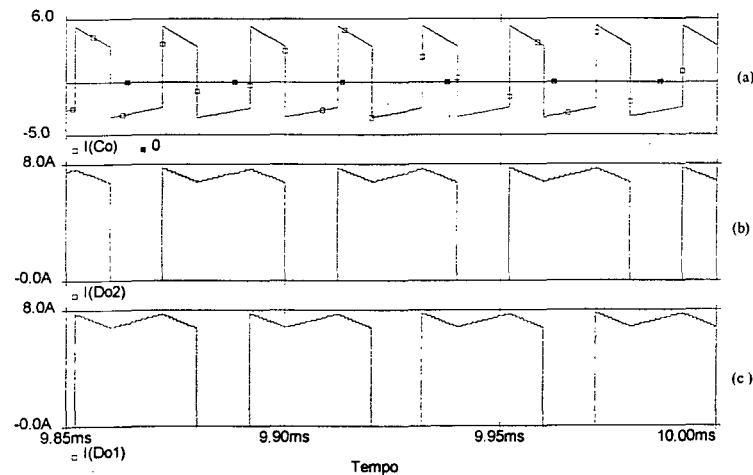


Fig. 2.20 - a) Corrente no capacitor de saída b) Corrente no diodo D_{02} . c) Corrente no diodo D_{01}

A Fig. 2.21 ilustra as potências processadas pelos componentes magnéticos. A partir da Fig. 2.21 a) pode-se observar que a potência processada pelo transformador *push-pull* é aproximadamente igual a 427W pela Fig. 2.21b) pode-se verificar que a potência processada pelo transformador *flyback* é igual a 157W.

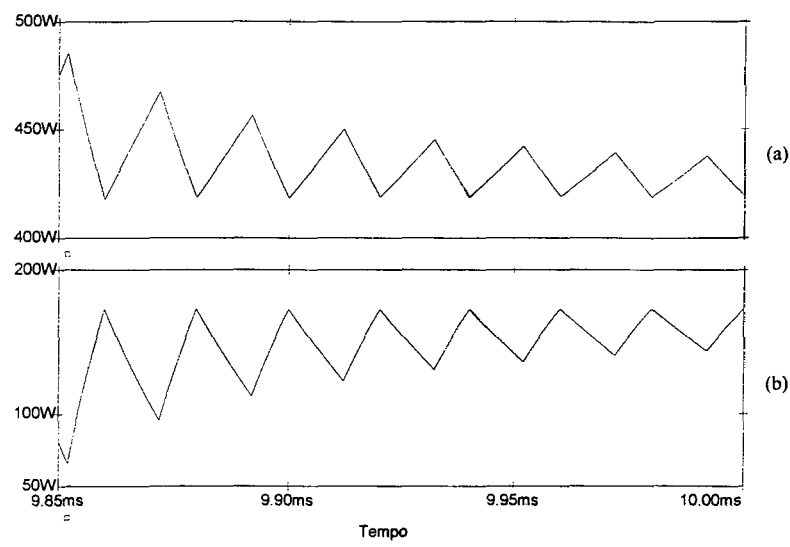


Fig. 2.21 - a) Potência processada pelo transformador Push-Pull. b) Potência processada pelo transformador flyback

2.9.4.- Resultados Experimentais

O diagrama do circuito completo é mostrado na Fig. 2.22. O protótipo foi implementado em laço aberto, cujas especificações de componentes são apresentados nas tabelas I e II:

TABELA I
a) Circuito de Potência

S1, S2	Mosfet IRF250
do1, do2, ds1, ds2	MUR1530
dg1, dg2	SKE 4f2/04 semikron
Cg1, Cg2	4700pf 1.6KV polipropileno
Rg1, Rg2	47KΩ 1/2W
Rgs	60Ω 20W
Cgs	1000uF
Co	1000uF 250V
TFL Transformador Flyback Núcleo E-65/26 N=0.33	n1=9esp. AWG 22, 13 fios. n2=27esp. AWG 22, 8 fios.
TPP Transformador Push-Pull Núcleo E-65/26 N=0.33	n3=6esp. AWG 22, 9 fios. n4=18esp. AWG 22, 5 fios.

TABELA II
b) Circuito de Comando.

P1	Potenciômetro 56 K Ω
P2,P3,	potenciômetro 1K Ω
P4	Potenciômetro 10 K Ω
R ₁ , R ₂	5,6K Ω 1/8W
R ₃ , R ₄	15 K Ω 1/8W
R ₅ , R ₆	100 Ω 1/8W
R ₇ , R ₈	1K Ω 1/8W
R ₉ , R10	15K Ω 1/4W
R11, R12	1K Ω 1/4W
R13, R14	15K Ω 1/4W
R15, R16	1K Ω 1/4W
C ₁	82pF
C ₂	100nF
C ₃ ,C ₄ ,C ₅	56nF
C ₆ ,C ₇	27pF
C ₈ ,C ₉	100nF
C ₁₀ ,C ₁₁	1nF
D ₁ ,D ₂ ,D ₃ ,D ₄ ,D ₅ ,D ₆	1N4148
DZ ₁ ,DZ ₂	2.7V 1N4371
DZ ₃ ,DZ ₄	5.1V 1N751
Q ₁ ,Q ₂	BC558B PNP
Q ₃ ,Q ₄	BC537 NPN
Q ₅ ,Q ₆ ,Q ₇ ,Q ₈ ,Q ₉ ,Q ₁₀	BC327 PNP
C.11	LM311
C.12	CD4047BE
C.13	CD4528BE

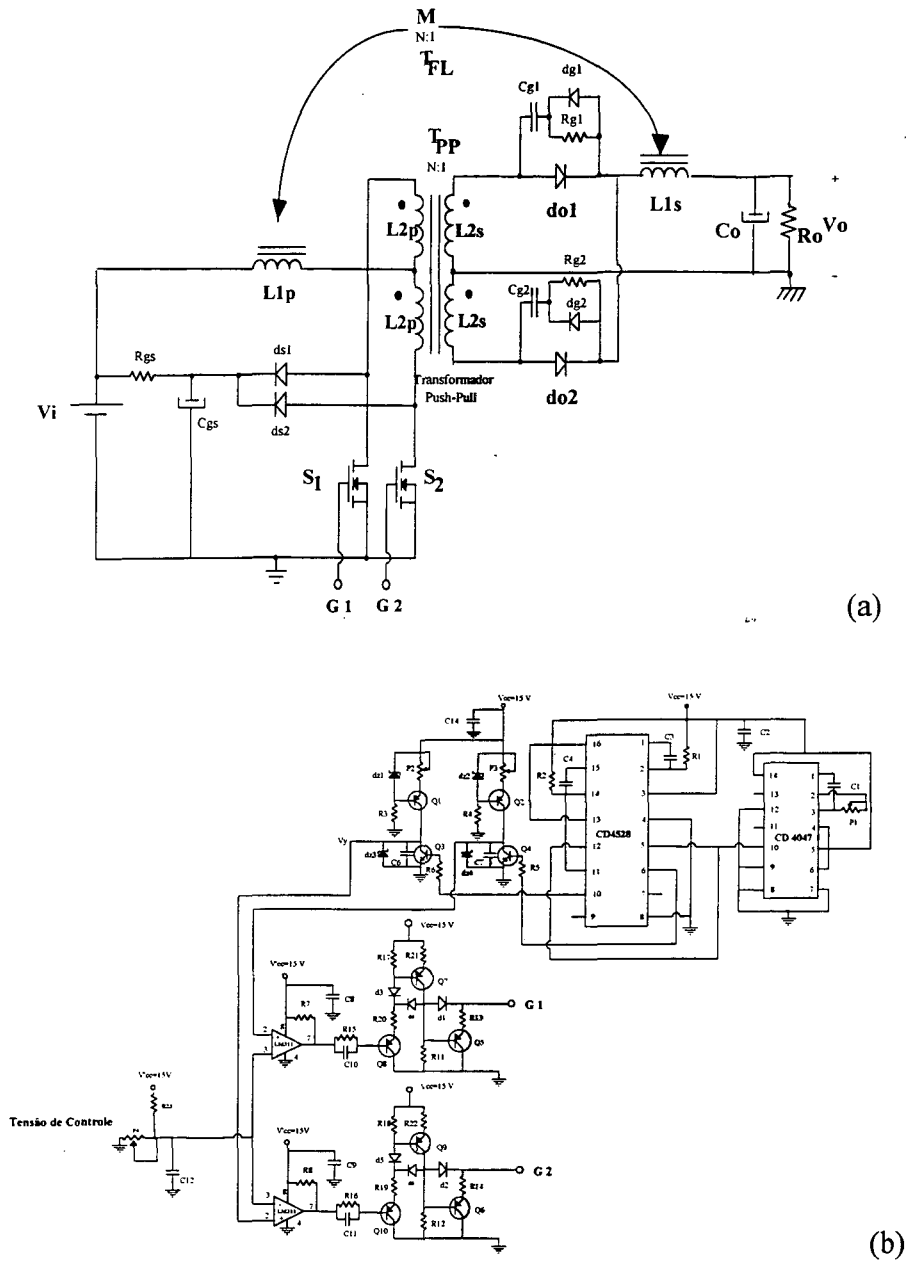


Fig. 2.22 - Circuito implementado (a) potência (b) controle.

A seguir são apresentados os resultados experimentais obtidos.

A Fig. 2.23 ilustra algumas das formas de onda obtidas com o conversor operando a plena carga. Na Fig. 2.23(a), observa-se a tensão sobre um dos interruptores, e o grampeamento efetivo da tensão (V_{ds}). Nota-se que uma sobre-tensão é gerada pela indutância de dispersão e grampeada para um valor dentro da região de operação segura do MOSFET. Na fig. 2.23(b), tem-se a corrente no secundário do transformador *flyback* (L_{1s}) e a corrente no primário do mesmo, observando em I_{Lis} os degraus de corrente produto dos amperes espiras do transformador *flyback*.

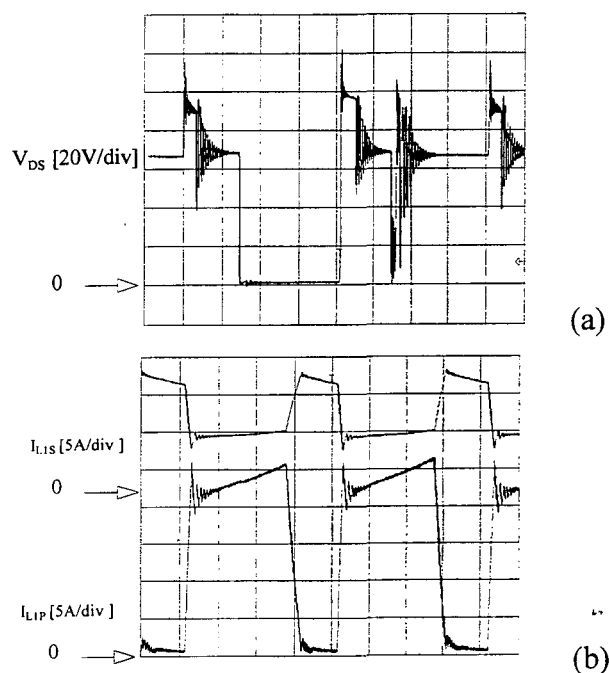


Fig.2.23 - Resultados do circuito implementado.

A Fig. 2.24 mostra o rendimento experimental obtido em laboratório com o conversor utilizando um grampeador dissipativo. O conversor apresenta um rendimento de 85% a plena carga, o qual poderia ser melhorado com a utilização de grampeadores regenerativos.

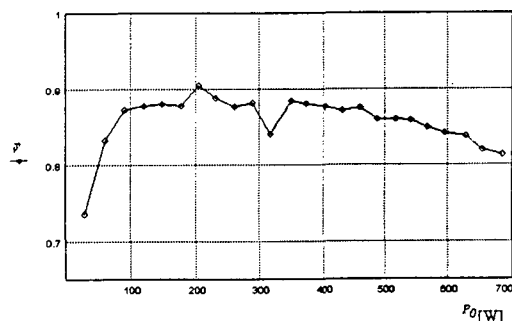


Fig.2.24 Rendimento em função da potência de saída do conversor no modo buck obtido experimentalmente.

2.10 - Comparação entre o conversor proposto e o conversor *flyback-push-pull* convencional alimentado em corrente.

De forma a comparar as vantagens e desvantagens do novo conversor, com respeito ao conversor *flyback-push-pull* convencional alimentado em corrente, as equações mais relevantes para ambos os conversores são mostradas na tabela III.

A única desvantagem observada para o novo conversor é a existência de uma corrente alternada fluindo através do capacitor de filtragem da tensão saída.

TABELA III - Comparação entre o novo e o conversor *flyback-push-pull* convencional alimentado em corrente.

RELAÇÕES.	NOVO FLYBACK PUSH PULL	D=0.3; V _o =60V V _i =48; I _o =10A	CONVENIONAL FLYBACK PUSH PULL	D=0.3; V _o =60V V _{in} =48; I _o =10A
Corrente média de entrada.	$\frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{N \cdot (1-D)}$	12,53A	$\frac{I_i}{I_o} = \frac{2-D}{N}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_i}{I_o} = \frac{D}{N \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	12,5A
Tensão sobre os interruptores.	$\frac{V_S}{V_i} = \frac{1}{(1-D)}$	68,57V	$\frac{V_S}{V_i} = 1+2 \cdot D, \quad (D<0.5)$ $\frac{V_S}{V_i} = \frac{1}{(1-D)}, \quad (D>0.5)$	76,8V
Corrente média através dos interruptores.	$\frac{I_s}{I_o} = \frac{D}{2 \cdot N \cdot (1-D)}$	6,26A	$\frac{I_s}{I_o} = \frac{D}{N}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_s}{I_o} = \frac{D}{2 \cdot N \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	6,25A
Corrente eficaz através dos interruptores.	$\frac{I_s}{I_o} = \frac{\sqrt{D}}{2 \cdot N \cdot (1-D)}$	11,439A	$\frac{I_s}{I_o} = \frac{\sqrt{D}}{N}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_s}{I_o} = \frac{\sqrt{D}}{2 \cdot N \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	11,41A
Corrente média através dos diodos de saída.	$\frac{I_{do}}{I_o} = \frac{1}{2}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_{do}}{I_o} = 1, \quad (D>0.5)$	5A	Diodos push-pull $\frac{I_{do}}{I_o} = D \quad (D<0.5)$ Zero $(D>0.5)$ Diodos flyback $\frac{I_{do}}{I_o} = 1+2 \cdot D \quad (D<0.5)$ $\frac{I_{do}}{I_o} = 1, \quad (D>0.5)$	3A 4A
Corrente eficaz através dos diodos de saída.	$\frac{I_{do}}{I_o} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{1-D}}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_{do}}{I_o} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (1-D)}}, \quad (D>0.5)$	7,142A	Diodos push-pull $\frac{I_{do}}{I_o} = \sqrt{D}, \quad (D<0.5)$ Zero $(D>0.5)$ Diodos flyback $\frac{I_{do}}{I_o} = \sqrt{1+2 \cdot D}, \quad (D<0.5)$ $\frac{I_{do}}{I_o} = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (1-D)}}, \quad (D>0.5)$	5,477A 6,324A
Ondulação de corrente devido à preservação do fluxo médio no transformador.	$\Delta i_{LS} = i_{L1Pmax} \cdot N, \quad (D<0.5)$ $\Delta i_{LS} = \frac{i_{L1Pmax} \cdot N}{2}, \quad (D>0.5)$	7,142A	Zero, $(D<0.5)$ $\Delta i_{LS} = \frac{i_{L1Pmax} \cdot N}{2}, \quad (D>0.5)$	0
Relação de transformação do transformador flyback.	$N = \frac{D}{\frac{V_o}{V_i} \cdot (1-D)}$	0,342	$N = \frac{2-D}{\frac{V_o}{V_i}}, \quad (D<0.5)$ $N = \frac{D}{\frac{V_o}{V_i} \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	0,48
Relação de transformação do transformador push-pull.	$N = \frac{D}{\frac{V_o}{V_i} \cdot (1-D)}$	0,342	$N = \frac{2-D}{\frac{V_o}{V_i}}, \quad (D<0.5)$ $N = \frac{D}{\frac{V_o}{V_i} \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	0,48
Corrente eficaz através do capacitor de saída.	$I_{Co} = \sqrt{\frac{2-3 \cdot D}{2 \cdot (1-D)^2}} \cdot I_o, \quad D<0.5)$ $I_{Co} = \sqrt{\frac{1-4 \cdot D \cdot (1-D)}{(1-D)}} \cdot I_o, \quad D>0.5)$	5,05A	Zero, $(D<0.5)$ $I_{Co} = \sqrt{\frac{1-4 \cdot D \cdot (1-D)}{(1-D)}} \cdot I_o, \quad (D>0.5)$	0
Ganho.	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{N \cdot (1-D)}$	1,25	$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2-D}{N}, \quad (D<0.5)$ $\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{N \cdot (1-D)}, \quad (D>0.5)$	1,25

Entretanto, importantes vantagens são observadas, tais como a redução da quantidade dos diodos de saída e a equação unificada para representar o circuito em regime permanente para toda razão cíclica em modo de condução contínuo.

Outra propriedade é a perfeita simetria entrada-saída, a qual facilita o projeto de um conversor CC-CC alimentado em corrente reversível.

2.11 - Conclusões

Este capítulo introduz um novo conversor *push-pull* alimentado em corrente. Da análise teórica e da implementação pode-se estabelecer as seguintes conclusões:

- O conversor opera em dois modos de funcionamento, elevador ou abaixador dependendo da razão cíclica de trabalho dos interruptores. Nos dois modos de trabalho (*buck* e *boost*) apresenta uma característica de transferência única, não existindo nenhum tipo de transição na passagem de uma característica para a outra.

- O protótipo implementado apresentou um rendimento de 85% a plena carga, embora dependa evidentemente da eficiência dos grameadores, já que estes acumulam uma parcela de energia considerável.

- Embora o circuito apresentado neste trabalho tenha somente um diodo a menos que o primeiro circuito *flyback-push-pull* (proposto por Weinberg em 1974) com três diodos na saída[A2], e em primeira instância é mais simples que o proposto, ele foi substituído pelo conversor de quatro diodos. Esta substituição foi devida aos problemas de saturação do núcleo do transformador *push-pull*. Isto ocorre em função da indutância magnetizante finita, que no modo *buck*, obriga um dos diodos a conduzir no intervalo em que os interruptores estão abertos. Desta forma a tensão de saída é refletida nos enrolamentos primários, somando-se à tensão de bloqueio num interruptor e subtraindo-se no outro interruptor[A29]. Como consequência deste desnível de tensões produz-se uma elevação do fluxo residual no transformador *push-pull*, aumentando a probabilidade de saturação do núcleo.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH-PULL* EM MODO CONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR *FLYBACK* PARA $D > 0,5$.

3.1- Introdução

Neste capítulo é apresentado um estudo qualitativo e quantitativo do novo conversor *push-pull* alimentado em corrente, trabalhando para razão cíclica maior do que 0,5 ($D > 0,5$) (elevador).

Inicialmente são apresentadas as principais formas de onda para este modo de funcionamento, fazendo-se na seqüência a descrição e a análise das etapas de operação. São calculados os esforços de tensão e corrente nos interruptores.

A porcentagem de energia que cada um dos elementos magnéticos processa (Transformador *push-pull* e *flyback*) também é calculada. Finalmente, para comprovar a análise matemática, são realizadas simulações que por sua vez são verificadas experimentalmente.

3.2- Operação para $D > 0,5$, condução contínua.

3.2 1- Descrição e análise das etapas de operação para $D > 0,5$.

Para a análise são realizadas as seguintes considerações:

- a) A corrente magnetizante é nula.
- b) Os elementos do circuito são ideais.
- c) As relações de transformação dos transformadores *push-pull* e do *flyback* são iguais.

A descrição das etapas é dada a seguir:

Primeira etapa (t_0 , t_1)

Em $t=t_0$ S_1 é acionado superpondo-se à condução de S_2 . A circulação de corrente por L_{2p} e L_{3p} resulta em fluxos induzidos no transformador *push-pull* com sentidos opostos, produzindo um curto-circuito magnético no núcleo. Isto permite que o indutor *flyback* (L_{1p}) acumule energia. Esta etapa é mostrada na Fig. 3.1.

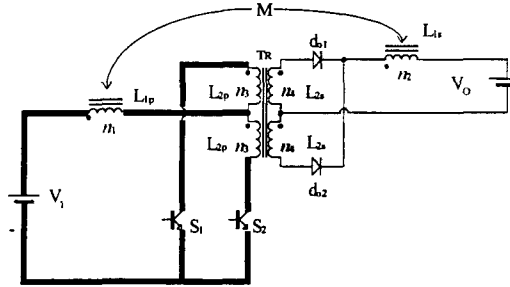


Fig. 3.1- Primeira etapa de funcionamento no modo boost.

O circuito equivalente para este intervalo é mostrado na Fig.3.2.

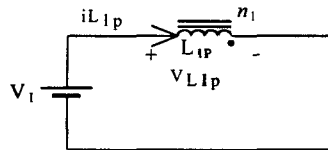


Fig. 3.2- Circuito Equivalente da primeira etapa para o intervalo Δt_1 .

Do circuito da Fig. 3.2 tem-se as seguintes equações:

$$V_{L1p} = V_i \quad , e \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{L1p}}{L_{1p}} \quad (3.1)$$

Integrando (3.1), obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{L_{1p}}{V_i} \cdot \Delta i_1 \quad (3.2)$$

Segunda etapa (t_1 , t_2)

Em $t = t_1$, S_2 é aberto e ocorre o processo de transferência de energia à carga.

Esta transferência de energia se dá de duas formas: Direta, através do transformador *push-pull*, e indireta, devido à acumulação em L_{1p} (energia acumulada no intervalo anterior e entregue por L_{1s} neste intervalo). As duas etapas seguintes são análogas às descritas anteriormente.

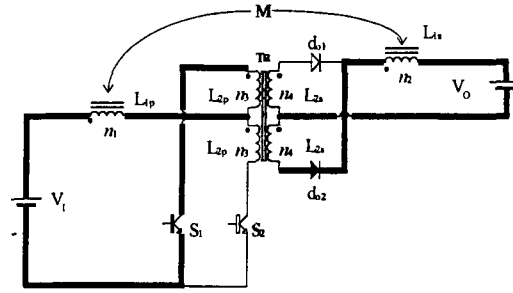
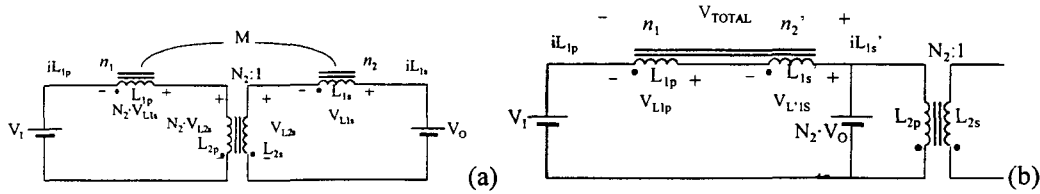


Fig. 3.3 - Segunda etapa de operação no modo boost.

O circuito equivalente para este intervalo é mostrado na Fig.3.4.

Fig. 3.4 – (a) Circuito Equivalente para o intervalo Δt_2 . (b) Circuito referido ao primário.

Do circuito da fig. 3.4 são determinadas as seguintes equações:

$$V_{Total} = N_2 \cdot V_o - V_i \quad (3.3)$$

$$L_{1p} = N_1^2 \cdot L_{1s} \quad (3.4)$$

$$L'_{1s} = N_2^2 \cdot L_{1s} \quad (3.5)$$

$$M = \sqrt{L_{1p} \cdot L'_{1s}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot L_{1p} \quad (3.6)$$

Do autotransformador:

$$V_{L_{1p}} = L_{1p} \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{L'_{1s}} = M \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} + L'_{1s} \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} \quad (3.8)$$

Somando as equações (3.7) e (3.8) tem-se:

$$V_{Total} = (L_{1p} + L'_{1s} + 2 \cdot M) \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} \quad (3.9)$$

Substituindo as eq. (3.3), (3.4), (3.5) e (3.6) em (3.9) resulta em:

$$N_2 \cdot V_o - V_i = (L_{1p} + \frac{N_2^2}{N_1^2} \cdot L_{1p} + 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot L_{1p}) \cdot \frac{di_{L_{1p}}}{dt} \quad (3.10)$$

Resolvendo para a derivada de $i_{L_{1p}}$ obtém-se:

$$\frac{di_{L_{1P}}}{dt} = \frac{N_1^2 \cdot (N_2 \cdot V_o - V_i)}{(N_1 + N_2)^2 \cdot L_{1P}} \quad (3.11)$$

Integrando a equação 3.11:

$$i_{L_{1P}}(t) = I_{L_{1P}max} - \frac{N_1^2 \cdot (N_2 \cdot V_o - V_i)}{(N_1 + N_2)^2 \cdot L_{1P}} \cdot t \quad (3.12)$$

3.2.2- Formas de onda

No modo *boost* os interruptores S_1 e S_2 funcionam por um determinado tempo superpostos (conduzem simultaneamente).

A seguir são apresentadas as formas de onda mais importantes para modo de funcionamento.

A Fig. 3.5 mostra em: a) e b) os sinais de comando para S_1 e S_2 , em c) a corrente no enrolamento secundário L_{1S} , em d) a corrente no enrolamento primário L_{1P} , em e) a corrente num interruptor, e em f) a tensão num enrolamento primário do *push-pull*.

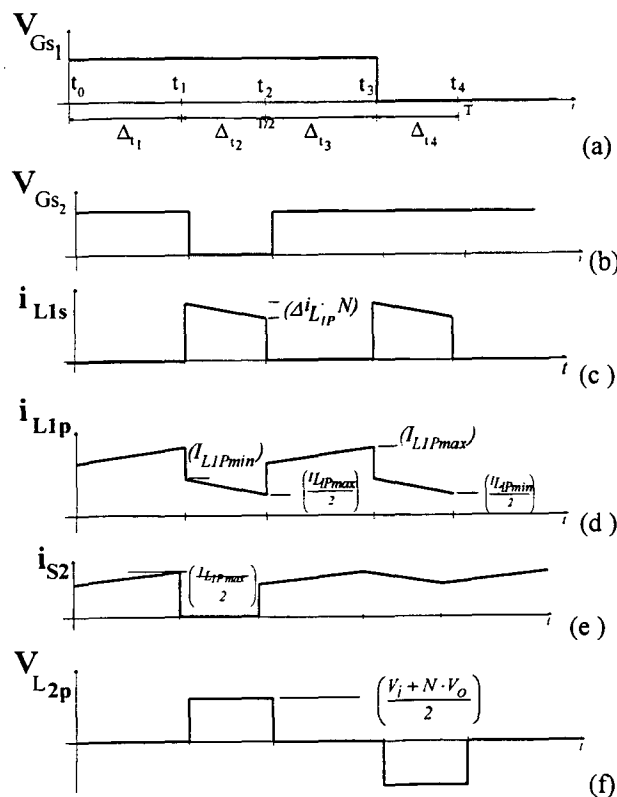


Fig. 3.5 - Principais formas de onda operação $D > 0.5$.

3.3 - Considerações sobre o valor da corrente nos intervalos Δt_2 e Δt_4 .

O procedimento para a análise é similar ao realizado no modo *buck*. Sabe-se que os amperes-espiras (AE) serão constantes num ciclo de operação, logo:

$$AE = i_{L1P\Delta t_1} \cdot n_1 \quad (3.13)$$

A partir da segunda etapa:

$$AE = i_{L1P\Delta t_2} \cdot n_1 + i'_{L1S\Delta t_2} \cdot n_2 \quad (3.14)$$

Onde:

$$i'_{L1S\Delta t_2} = N_2 \cdot i_{L1P\Delta t_2} \quad (3.15)$$

Igualando:

$$i'_{L1S\Delta t_2} \cdot n_1 = i_{L1P\Delta t_2} \cdot (n_1 + N_2 \cdot n_2) \quad (3.16)$$

Onde,

$$i_{L1P\Delta t_2} = \frac{i_{L1P\Delta t_1}}{1 + \frac{N_2}{N_1}} \quad (3.17)$$

Define-se,

$$K_2 = 1 + \frac{N_2}{N_1} \quad (3.18)$$

3.4 - Expressão da ondulação de corrente para $D > 0,5$

Sabe-se que para o intervalo Δt_1 , $i_{L1P}(\Delta t_1) = I_{L1Pmax}$ e para o intervalo Δt_2 , $i_{L1P}(\Delta t_2) = I_{L1Pmin}/K_2$. Logo, resumindo:

$$I_{L1Pmax} = I_{L1Pmin} + \frac{V_i}{L_{1P}} \cdot \Delta t_1 \quad (3.19)$$

E também,

$$\frac{I_{L1Pmin}}{K_2} = \frac{I_{L1Pmax}}{K_2} - \frac{N_2 \cdot V_o - V_i}{K_2^2 \cdot L_{1P}} \cdot \Delta t_2 \quad (3.20)$$

Como se conhece que:

$$\Delta i_{L_{1P}} = I_{L_{1P_{max}}} - I_{L_{1P_{min}}} \quad (3.21)$$

A partir da equação (3.19), obtém-se:

$$\Delta t_1 = \frac{L_{1P}}{V_i} \cdot \Delta i_{L_{1P}} \quad (3.22)$$

E desde a equação (3.20) que:

$$\Delta t_2 = \frac{K_2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{N_2 \cdot V_o - V_i} \quad (3.23)$$

Somando-se a equação (3.22) e a equação (3.23) obtém-se a equação (3.24):

$$\frac{T}{2} = \Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{V_i} + \frac{K_2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{N_2 \cdot V_o - V_i} \quad (3.24)$$

Logo,

$$T = \frac{1}{F_S} = \frac{2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{V_i} + \frac{2 \cdot K_2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{N_2 \cdot V_o - V_i} \quad (3.25)$$

Isolando a frequência F_S , obtém-se a equação (3.26):

$$F_S = \frac{1}{\frac{2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{V_i} + \frac{2 \cdot K_2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}}}{V_o \cdot \left(N_2 - \frac{V_i}{V_o} \right)}} \quad (3.26)$$

Normalizando a ondulação de corrente:

$$\frac{2 \cdot L_{1P} \cdot \Delta i_{L_{1P}} \cdot F_S}{V_o} = \frac{1}{\frac{V_o}{V_i} + \frac{K_2}{N_2 - \frac{V_i}{V_o}}} \quad (3.27)$$

Sabe-se que:

$$N_2 - \frac{V_i}{V_o} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot (N_2 + N_1)}{(2 \cdot D - 1) + \frac{N_1}{N_2}} \quad (3.28)$$

Substituindo as equações (3.28) e (2.42) na equação (3.27) obtém-se:

$$\frac{2 \cdot L_{1P} \cdot F_S \cdot \Delta i_{L1P}}{N_1 \cdot V_o} = \overline{\Delta i_{L1P}} = \frac{1}{\frac{2 \cdot D - 1 + \frac{N_1}{N_2}}{\frac{2 \cdot N_1 \cdot (1-D)}{(2 \cdot D - 1) + \frac{N_1}{N_2}}}} \quad (3.29)$$

Simplificando a expressão (3.29), tem-se:

$$\overline{\Delta i_{L1P}} = \frac{2 \cdot (1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot D - 1 + \frac{N_1}{N_2}} \quad (3.30)$$

Para $N_1=N_2=N$ tem-se,

$$\overline{\Delta i_{L1P}} = \frac{(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{D} \quad (3.31)$$

Esta equação é representada graficamente através da Fig. 3.6.

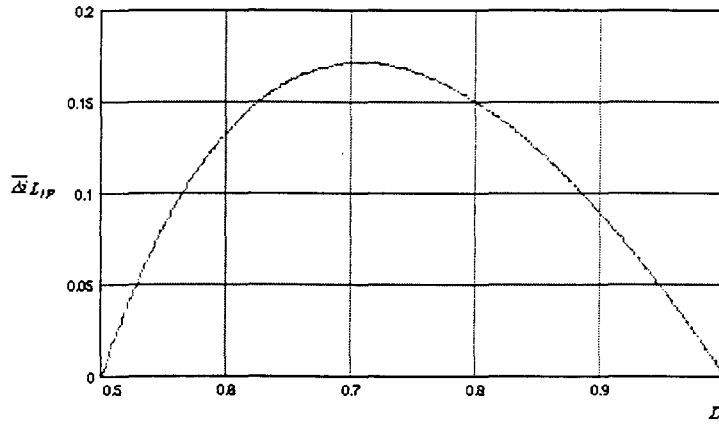


Fig. 3.6 - Ondulação de corrente de entrada normalizada para $D > 0,5$.

3.5 - Análise das grandezas do conversor para $D > 0,5$.

3.5.1 - Análise das correntes do conversor

3.5.1.1 - Corrente média de entrada.

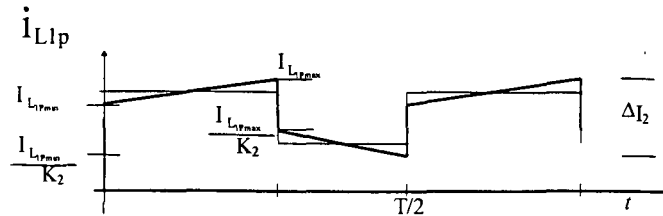


Fig. 3.7 - Corrente de entrada.

Sabe-se que:

$$I_{L_{1Pmin}} + \frac{V_i}{L_{1P}} \cdot t, \quad \text{Para o intervalo } \Delta t_1 \quad (3.32)$$

$$i_{L_{1P}}(t) = \begin{cases} \\ \frac{I_{L_{1Pmax}}}{K_2} - \frac{N_2 \cdot V_o - V_i}{K_2^2 \cdot L_{1P}} \cdot t, \quad \text{Para o intervalo } \Delta t_2. \end{cases} \quad (3.33)$$

A corrente média de entrada é obtida através da igualdade de áreas da Fig. 3.8:

$$I_i \cdot \frac{T}{2} = \Delta t_1 \cdot I_{L_{1Pmin}} + \frac{1}{2} \cdot \Delta t_1 \cdot (I_{L_{1Pmax}} - I_{L_{1Pmin}}) + \Delta t_2 \cdot \frac{I_{L_{1Pmin}}}{K_2} + \frac{1}{2} \cdot \Delta t_2 \cdot \frac{(I_{L_{1Pmax}} - I_{L_{1Pmin}})}{K_2} \quad (3.34)$$

Resolvendo a expressão (3.34), tem-se:

$$I_i = \left(I_{L_{1Pmin}} + I_{L_{1Pmax}} \right) \cdot \left(\frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_2}{K_2 \cdot T} \right) \quad (3.35)$$

Substituindo as expressões que representam os intervalos equações (2.37) e (2.38), obtém-se:

$$I_i = \left(I_{L_{1Pmin}} + I_{L_{1Pmax}} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot D - 1}{2} + \frac{1 - D}{K_2} \right) \quad (3.36)$$

3.5.1.2 - Corrente Máxima de entrada.

A partir da equação (3.21), tem-se que:

$$I_{L_{1Pmax}} = \Delta i_{L_{1P}} + I_{L_{1Pmin}} \quad (3.37)$$

Substituindo a expressão (3.37) em (3.36) chega-se:

$$I_i = \left(\Delta i_{L_{1P}} + 2 \cdot I_{L_{1Pmin}} \right) \cdot \left(\frac{2 \cdot D - 1}{2} + \frac{1 - D}{K_2} \right) \quad (3.38)$$

Isolando $I_{L_{1Pmin}}$ na equação (3.38), obtém-se:

$$I_{L_{1Pmin}} = \frac{I_i \cdot K_2}{K_2 \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot (1 - D)} - \frac{\Delta i_{L_{1P}}}{2} \quad (3.39)$$

Substituindo a expressão da ondulação de corrente (3.30) em (3.39), tem-se:

$$I_{L_{1Pmin}} = \frac{I_i \cdot K_2}{K_2 \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot (1 - D)} - \frac{N_1 \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{L_{1P} \cdot F_S \cdot \left(2 \cdot D - 1 + \frac{N_1}{N_2} \right)} \quad (3.40)$$

Observando-se a Fig. 3.6 pode-se também calcular $I_{L_{1Pmax}}$, então:

$$I_{L_{1P_{max}}} = \frac{I_i \cdot K_2}{K_2 \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot (1 - D)} + \frac{N_1 \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{L_{1P} \cdot F_S \cdot \left(2 \cdot D - 1 + \frac{N_1}{N_2}\right)} \quad (3.41)$$

Considerando $N_1=N_2=N$ e substituindo a expressão (3.18), verifica-se que,

$$I_{L_{1P_{max}}} = \frac{I_i}{D} + \frac{N \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{2 \cdot D \cdot L_{1P} \cdot F_S} \quad (3.42)$$

Calcula-se o degrau na corrente de entrada devido aos amperes-espira do transformador *flyback*, portanto:

Considerando $N_1=N_2=N$, substituindo a expressão (3.18), obtém-se,

$$\Delta I_2 = \frac{I_{L_{1P_{max}}}}{2} \quad (3.43)$$

3.5.2 - Esforços de correntes nos interruptores.

3.5.2.1 - Corrente média nos transistores

As correntes médias de cada transistor são idênticas entre elas devido à simetria da estrutura. Portanto basta o cálculo para o interruptor S_1 , o qual é descrito pela equação (3.44):

$$I_{S1} = \frac{1}{T} \left\{ 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_{L_{1P_{max}}}}{2} \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} \frac{I_{L_{1P_{max}}}}{2} \cdot dt \right\} \quad (3.44)$$

Substituindo a equação (2.37) e (2.38) em (3.44), e integrando, tem-se:

$$I_{S1} = D \cdot I_{L_{1P_{max}}} \quad (3.45)$$

Substituindo a equação (3.42) e desprezando a ondulação, obtém-se:

$$I_{S1} = \frac{I_i}{2} \quad (3.46)$$

Normalizando em função da corrente de saída:

$$\overline{I_{S1}} = \frac{D}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} \quad (3.47)$$

A expressão (3.50) é representada graficamente pela Fig. (3.8):

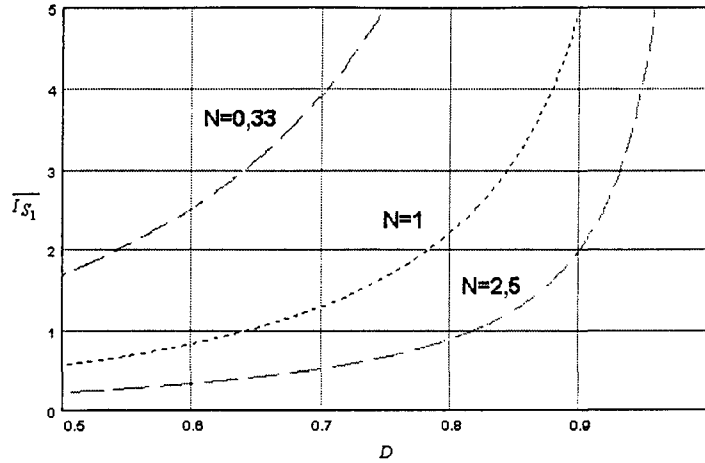


Fig. 3.8.- Corrente média normalizada nos transistores, $\eta=0,9$.

3.5.2.2 - Corrente Eficaz nos transistores.

Por definição a média quadrática da corrente através do interruptor é dada por:

$$i_{S1_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1} (I_{L1P_{max}})^2 \cdot dt + \int_0^{\Delta t_2} (I_{L1P_{max}})^2 \cdot dt \right\} \quad (3.48)$$

Integrando a expressão (3.51), obtém-se:

$$i_{S1_{rms}}^2 = \frac{I_{L1P_{max}}^2}{2 \cdot T} \cdot [2 \cdot \Delta t_1 + \Delta t_2] \quad (3.49)$$

Logo, substituindo (2.37) e (2.38) na equação (3.49):

$$i_{S1_{rms}} = \frac{I_{L1P_{max}}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{D} \quad (3.50)$$

Substituindo a equação (3.42) em (3.50):

$$i_{S1_{rms}} = \frac{I_i}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{D}} \quad (3.51)$$

Finalmente normalizando em função da corrente de saída I_o tem-se:

$$\overline{i_{S1_{rms}}} = \frac{\sqrt{D}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} \quad (3.52)$$

Cabe salientar que as correntes média e eficaz dos interruptores são representadas pelas mesmas expressões encontradas para o modo *buck*. A Fig. 3.9 mostra a corrente em função de N e D .

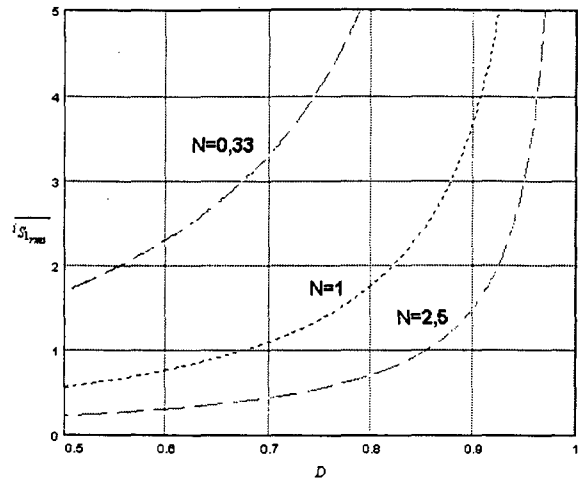


Fig. 3.9.- Corrente eficaz normalizada nos transistores para $D>0,5$ e $\eta=0,9$.

3.5.2.3 - Corrente média nos diodos de saída.

A corrente média nos diodos é obtida de maneira análoga ao cálculo realizado para os transistores, logo:

$$I_{do2} = \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} I_{L1P_{max}} \cdot N \cdot dt \right\} \tag{3.53}$$

Manipulando a equação (3.53), obtém-se:

$$I_{do2} = \frac{2}{T} \cdot I_{L1P_{max}} \cdot N \cdot (1 - D) \cdot T \tag{3.54}$$

Substituindo a equação (3.42) na equação (3.54) e normalizando em função de I_o chega-se a:

$$\overline{I_{do2}} = \frac{1}{\eta} \tag{3.55}$$

3.5.2.4 - Corrente eficaz nos diodos de saída.

A corrente eficaz dos diodos de saída é calculada pela expressão seguinte:

$$i_{do2rms}^2 = \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_2} (I_{L1P_{max}} \cdot N)^2 \cdot dt \right\} \tag{3.56}$$

Integrando e substituindo Δt_2 , tem-se

$$i_{do2_{rms}}^2 = \frac{2}{T} \cdot \left\{ (I_{L1P_{max}} \cdot N)^2 \right\} \cdot (1-D) \cdot T \quad (3.57)$$

Resolvendo e substituindo $I_{L1P_{max}}$ obtém-se finalmente:

$$i_{do2_{rms}} = \frac{I_o}{\sqrt{2 \cdot (1-D) \cdot \eta}} \quad (3.58)$$

Normalizando em função de I_o :

$$\overline{i_{do2_{RMS}}} = \frac{1}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot (1-D)}} \quad (3.59)$$

A fig. 3.10 mostra a corrente eficaz dos diodos em função de D .

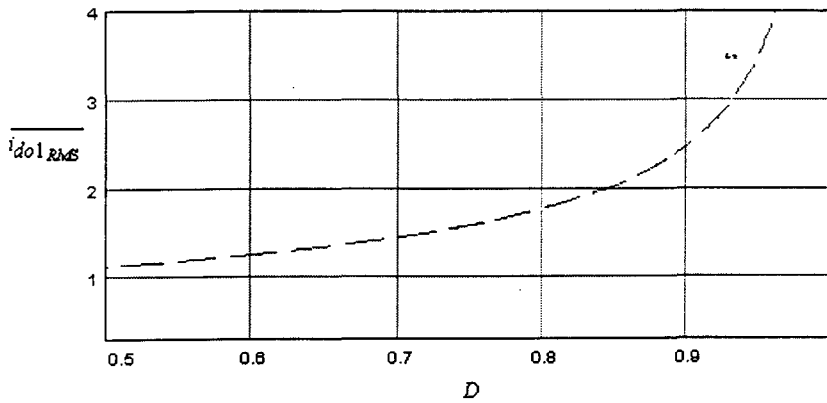


Fig. 3.10.- Corrente eficaz nos diodos de saída em função da razão cíclica, $\eta = 0,9$.

3.5.3 - Análise das tensões do conversor.

3.5.3.1 - Obtenção da tensão nos enrolamentos do transformador *push-pull*.

Observando o circuito equivalente para a segunda etapa e aplicando leis de Kirchhoff de tensão verificamos que:

$$-V_i - V_{L1P} + V_{L2P} = 0 \quad (3.60)$$

Portanto referindo ao primário chega-se a:

$$V_{L1P} = \frac{N \cdot V_o - V_i}{2} \quad (3.61)$$

Substituindo (3.61) em (3.60) resulta:

$$V_{L2P} = V_i + \frac{N \cdot V_o - V_i}{2} \quad (3.62)$$

Resolvendo e normalizando em relação à tensão de entrada:

$$\frac{V_{L_{2P}}}{V_i} = \overline{V_{L_{2P}}} = \frac{1 + N \cdot \frac{V_o}{V_i}}{2} \quad (3.63)$$

Substituindo o ganho na equação anterior obtém-se:

$$\overline{V_{L_{2P}}} = \overline{V_{L_{3P}}} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \quad (3.64)$$

A equação (3.64) é idêntica à expressão obtida para $D < 0,5$. A Fig. 3.11 mostra a tensão normalizada nos enrolamentos para distintos valores de $D > 0,5$.

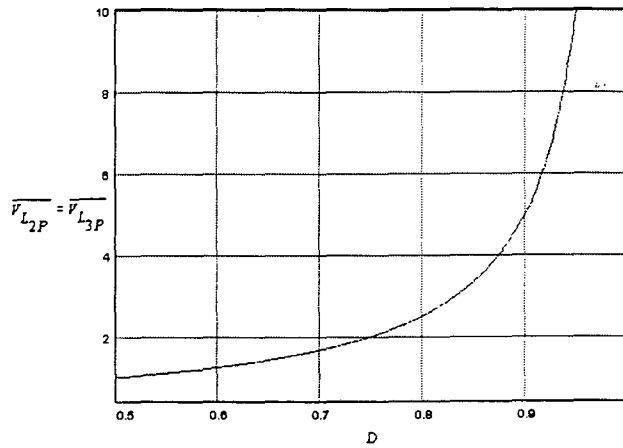


Fig. 3.11- Tensão no enrolamento primário normalizada do transformador Push-Pull para $D > 0,5$.

3.5.3.2 - Tensão de bloqueio nos Interruptores.

Seguindo uma metodologia idêntica à realizada para $D < 0,5$, as equações são obtidas aplicando as leis de tensão de Kirchhoff no circuito do intervalo Δt_2 :

$$-V_i + V_{L_{1P}} - V_{L_{2P}} + V_S = 0 \quad (3.65)$$

Substituindo $V_{L_{2P}}$ e $V_{L_{1P}}$ na equação anterior obtém-se:

$$V_S = V_i + \frac{N \cdot V_o - V_i}{2} + \frac{V_i + N \cdot V_o}{2} \quad (3.66)$$

Resolvendo e normalizando a equação pela tensão de entrada:

$$\frac{V_S}{V_i} = \overline{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.67)$$

A Fig. 3.12 mostra a tensão de bloqueio nos interruptores em função de D .

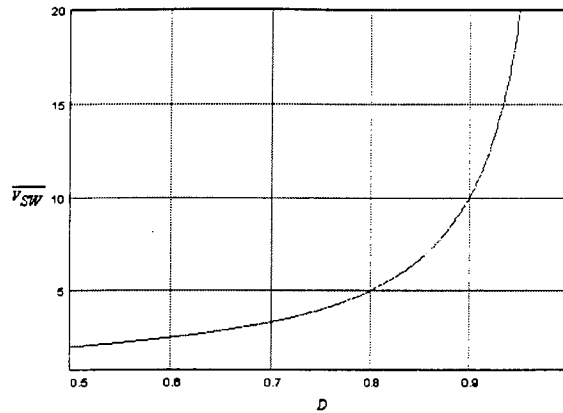


Fig. 3.12- Tensão de bloqueio nos interruptores normalizada.

3.5.3.3 - Tensão nos enrolamentos do transformador *flyback*.

Analisando para a primeira etapa, tem-se que:

$$-V_i + V_{L_{IP}} = 0 \quad (3.68)$$

logo:

$$V_i = V_{L_{IP}} \quad (3.69)$$

No intervalo para a segunda etapa ou intervalo Δt_2 :

$$V_{L_{IP}} = N \cdot V_{L_{2S}} = \frac{N \cdot V_o - V_i}{2} \quad (3.70)$$

Normalizando por V_i e substituindo o ganho obtém-se:

$$\frac{V_{L_{IP}}}{V_i} = \overline{V_{L_{IP}}} = \frac{1}{2 \cdot (1 - D)} \quad (3.71)$$

3.5.3.4 - Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída.

A corrente de saída, apresentada na Fig. 3.13, possui duas componentes: uma componente contínua correspondente à corrente da carga I_o , e uma componente alternada, i_o , que obrigatoriamente deverá circular pelo capacitor de saída.

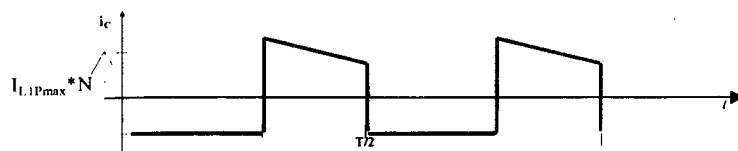


Fig. 3.13- Corrente no capacitor de saída.

Sabemos que:

$$i_C = C_o \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (3.72)$$

Porém, o período de descarga do capacitor é dado por:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{i_C}{C_o} \cdot \Delta t_1 \quad (3.73)$$

Considerando que a ondulação de tensão é causada somente pela componente alternada de i_{L1S} ($i_C = I_{L1Pmax} \cdot N$). Então substituindo i_C e Δt_1 :

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_{L1Pmax} \cdot N}{C_o} \cdot D \cdot T = \frac{I_{L1Pmax} \cdot N \cdot D}{C_o \cdot F_s} \quad (3.74)$$

Substituindo a equação da corrente de pico de entrada e desprezando a ondulação de entrada, dada pela equação (3.42), obtém-se:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot (1-D) \cdot C_o \cdot F_s} \quad (3.75)$$

O valor da ondulação da tensão de saída, normalizado pela tensão de saída, é dada por:

$$\frac{\Delta V_{C_o}}{V_o} = \frac{D}{2 \cdot C_o \cdot F_s \cdot R \cdot (1-D)} \quad (3.76)$$

3.6.- Energia processada pelo transformador *flyback* para $D > 0,5$.

A transferência de potência ocorre através dos elementos magnéticos do circuito. Logo, calcula-se a quantidade de energia que cada um deles processa.

O transformador *flyback* armazena uma porcentagem da energia total no intervalo Δt_1 , e entregando-a no intervalo Δt_2 da mesma forma que para $D < 0,5$. Portanto, a potência entregue no intervalo Δt_2 , é dada por:

$$\varepsilon_{fb} = \int_0^{\Delta t_2} [V_{L1p} \cdot i_p + V_{L1s} \cdot i_s] \cdot dt \quad (3.77)$$

Sabe-se que $V_{L1p} = N \cdot V_{L1s}$ e $N \cdot i_p = i_s$

O calculo é realizado no intervalo Δt_2 porque é neste intervalo de tempo que circula corrente no secundário do indutor. Portanto, a energia entregue pelo transformador *flyback* é dada por:

$$\varepsilon_{fb} = 2 \cdot V_{L1s} \int_0^{\Delta t_2} i_s \cdot dt \quad (3.78)$$

Onde a tensão do secundário é dada por:

$$V_{L1s} = \frac{N \cdot V_o - V_{in}}{2 \cdot N} \quad (3.79)$$

Considerando i_s como a corrente eficaz no secundário do indutor que corresponde à corrente no diodo de saída d_{o2} , tem-se de (3.59):

$$i_{do2_{rms}} = \frac{I_o}{\sqrt{2 \cdot (1 - D) \cdot \eta}} \quad (3.80)$$

Substituindo as equações (3.79) e (3.80) em (3.78) obtém-se:

$$\varepsilon_{fb} = \frac{(N \cdot V_o - V_i)}{N} \cdot \frac{I_o}{\eta \cdot \sqrt{(1 - D) \cdot \sqrt{2}}} \cdot \Delta t_2 \quad (3.81)$$

Simplificando e substituindo o valor de Δt_2 tem-se:

$$\varepsilon_{fb} = \left(\frac{N \cdot V_o}{V_i} - 1 \right) \cdot \frac{V_i \cdot I_o}{\eta \cdot N \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (3.82)$$

Simplificando a equação 3.82:

$$\varepsilon_{fb} = \left(\frac{2 \cdot D - 1}{1 - D} \right) \cdot \frac{N \cdot (1 - D) \cdot I_o \cdot V_o}{\eta \cdot N \cdot D \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)}} \cdot (1 - D) \cdot T \quad (3.83)$$

Simplificando, e sabendo-se que a energia por definição é $\varepsilon_{fb} = P_{fb} \cdot T$, então:

$$P_{fb} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \sqrt{1 - D} \cdot P_o}{D \cdot \eta \cdot \sqrt{2}} \quad (3.84)$$

Normalizando e função da potência de saída, tem-se:

$$\frac{P_{fb}}{P_o} = \overline{P_{fb}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \sqrt{(1 - D)}}{D \cdot \eta \cdot \sqrt{2}} \quad (3.85)$$

A Fig. 3.14 mostra a potência processada pelo *flyback* em função de D , para $D > 0,5$.

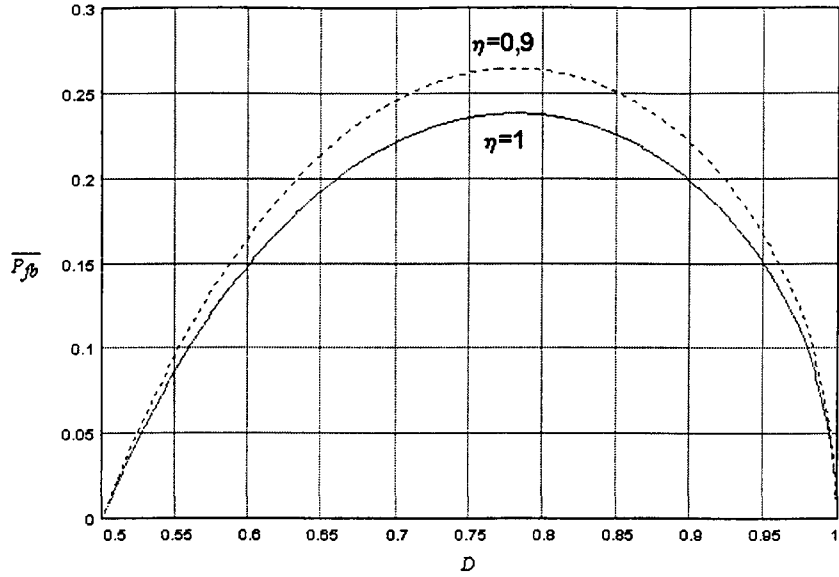


Fig.3.14.- Potência processada pelo transformador Flyback em função de D e $\eta=1$ e $\eta=0,9$.

3.7.- Projeto de uma fonte chaveada trabalhando com $D>0,5$.

Para comprovar o funcionamento do novo conversor em $D>0,5$ é projetada uma fonte chaveada, com condições e especificações idênticas à da fonte trabalhando com $D<0,5$, de modo a utilizar na prática a fonte anteriormente construída, modificando apenas a tensão de alimentação.

1) Especificações

$P_o=600W$	$\eta = 0,9$
$N=0,33$	$F_S=25\text{ kHz}$
$V_O=60V$	$I_O=10A$
$\frac{\Delta V_{CO}}{V_O} = 0,01$	$R_O=6.\Omega$

2) Calculando para $D=0,6$, de forma a evitar esforços excessivos de corrente nos interruptores, o valor a considerar para um projeto novo deveria ser quando a ondulação é máxima, ou seja, para $D=0,7$. Neste caso se está reutilizando o conversor. Considerando uma queda de tensão nos interruptores de 1V, a tensão de entrada equivale a:

$$V_i = \frac{N \cdot (60 + \Delta V_{S2}) \cdot (1 - 0,6)}{0,6} + \Delta V_{S1} = 15,11V$$

3) Conforme explicado anteriormente, são utilizados os valores das indutâncias já obtidos para $D < 0,5$, de modo a reutilizar o protótipo já construído.

4) Obtém-se a potência armazenada no indutor *flyback*, para o valor de D especificado, através da equação (3.80):

$$\overline{P_{fb}} = \frac{(2 \cdot D - 1) \cdot \sqrt{(1 - D)}}{D \cdot \eta \cdot \sqrt{2}} = \frac{0,2 \cdot \sqrt{0,4}}{0,9 \cdot 0,6 \cdot \sqrt{2}} = 0,1656$$

$$P_{Fb} = 0,1656 \cdot P_O = 99,4W$$

5) Cálculo da capacitância de saída.

Para a ondulação especificada tem-se que;

$$C_O = \frac{D}{2 \cdot \frac{\Delta V_{C_O}}{V_O} \cdot F_S \cdot R \cdot (1 - D)} = \frac{0,6}{2 \cdot 0,01 \cdot 25Khz \cdot 6 \cdot 0,4} = 520,8 \mu F$$

Portanto, escolhendo-se uma capacitância maior, $C_O = 1000 \mu F$.

(6) Cálculo de esforços nos semicondutores.

a) Tensão de bloqueio nos interruptores principais

$$V_S = \frac{V_i}{1 - D} = \frac{15}{0,4} = 80V$$

b) Corrente de pico nos interruptores principais.

$$\frac{I_{L1p_{max}}}{2} = \frac{I_O}{2 \cdot N \cdot \eta \cdot (1 - D)} = \frac{10}{0,33 \cdot 0,4 \cdot 2 \cdot 0,9} = 42,08A$$

c) Corrente eficaz nos interruptores principais.

$$i_{S_{rms}} = \frac{\sqrt{D} \cdot I_O}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} = \sqrt{0,6} \cdot 42,08 = 32,6A$$

d) Corrente eficaz nos diodos de saída.

$$i_{do_{RMS}} = \frac{I_O}{\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot (1 - D)}} = \frac{10}{0,9} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot 0,4}} = 12,42A$$

e) Corrente média nos transistores.

$$I_{S1} = \frac{D \cdot I_O}{2 \cdot \eta \cdot (1 - D) \cdot N} = \frac{0,6 \cdot 10}{2 \cdot 0,9 \cdot 0,4 \cdot 0,33} = 25,25A$$

f) Corrente média nos diodos de saída.

$$I_{do} = \frac{I_o}{\eta} = \frac{10}{0,9} = 11,11A$$

3.7.1.- Resultados de simulação.

O circuito utilizado para simular através do programa PSPICE é idêntico ao apresentado no capítulo anterior, diferindo no valor de D (0,6), trabalhando no modo elevador, com valor da fonte de entrada (15V). A seguir são apresentadas diferentes formas de onda do conversor trabalhando com $D>0,5$.

A Fig. 3.15a mostra a corrente nos interruptores, observando-se a superposição na condução dos mesmos. A Fig. 3.15b mostra a corrente no secundário do transformador flyback sendo descontínua e a corrente no primário (Fig. 3.15c) contínua, comprovando-se o comportamento de *boost*.

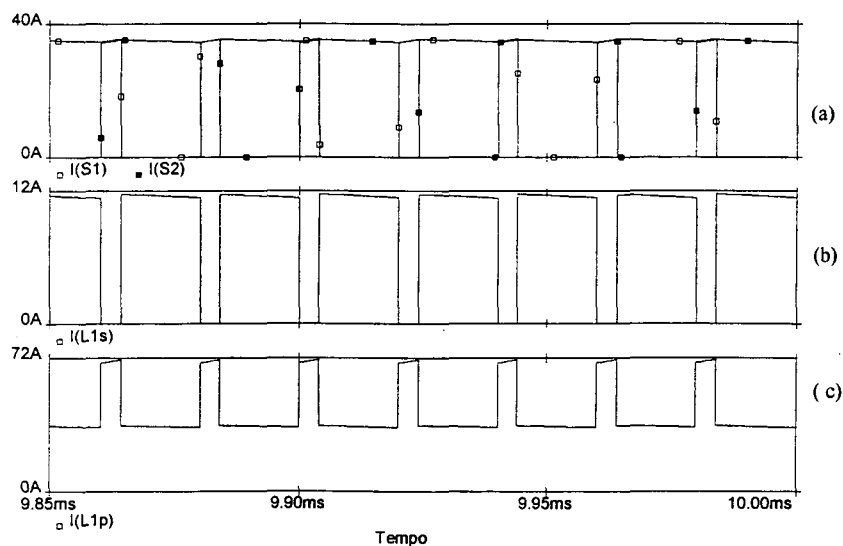


Fig.3.15.- a)Corrente nos transistores. b) Corrente no secundário do flyback. c) Corrente no primário do flyback $\eta =0,9$.

Na Fig. 3.16 observan-se as tensões: a) em um enrolamento primário do transformador *push-pull*, b) no enrolamento primário do transformador *flyback*, C) no bloqueio dos interruptores (note-se que esta tensão é obtida com o circuito ideal, sem dispersão nos magnéticos).

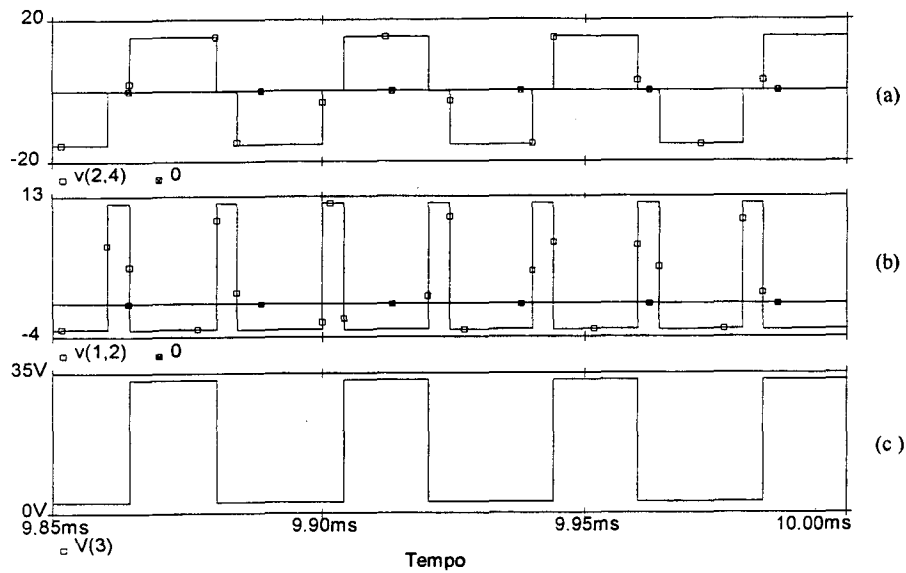


Fig.3.16.- a) Tensão no transformador push-pull .b)Tensão no transformador flyback. c) Tensão de bloqueio no interruptor S_1 .

A Fig. 3.17a mostra a corrente no capacitor de saída. Cabe salientar que em virtude da descontinuidade da corrente de saída a capacitância será muito maior do que a utilizada para razão cíclica inferior a 0,5. As Fig. 3.17(a) e (b) mostram as correntes nos diodos de saída.

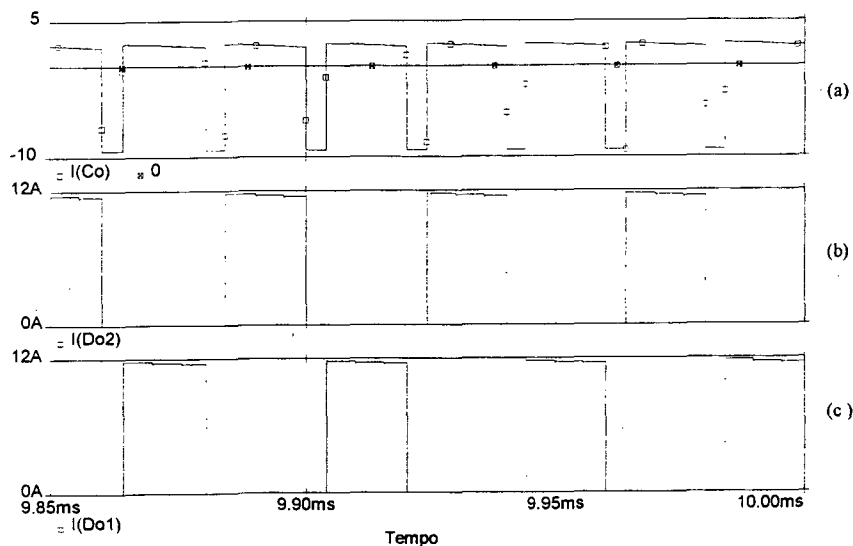


Fig.3.17.- a)Corrente no capacitor de saída. b) Corrente no diodo D_{o2} . c) Corrente no diodo D_{o1} .

A Fig. 3.18 mostra as potências processadas pelos transformadores *push-pull* e *flyback*. Observa-se que com o valor de razão cíclica simulado ($D=0,6$), o transformador *push-pull* processa quase a totalidade da potência que a carga solicita.

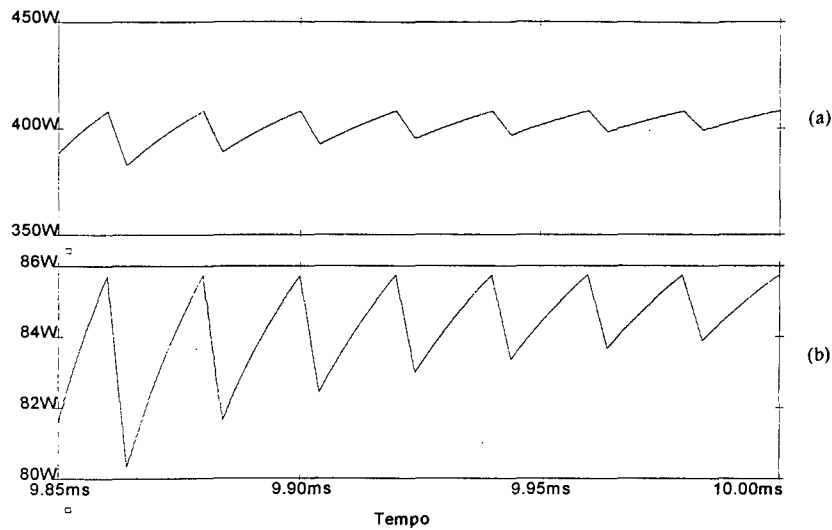


Fig.3.18.- a) Potência processada pelo transformador push-pull. b) Potência processada pelo transformador flyback.

3.7.2 - Resultados Experimentais.

A seguir são apresentados resultados experimentais obtidos com o circuito projetado para $D<0,5$, alterando somente a especificação da tensão de entrada e a razão cíclica de modo a obter os níveis de tensão e potência especificados, para $D>0,5$.

De forma a utilizar o mesmo circuito projetado para $D<0,5$ diminui-se a tensão de entrada para um valor igual a 15V. Assim foi possível variar a razão cíclica D para diferentes valores superiores a 0,5. O interesse deste artifício é simplesmente verificar o funcionamento do conversor para $D>0,5$.

Na parte superior da Fig. 3.19 observa-se a corrente de entrada (i_{L1p}) do conversor ou seja a corrente no enrolamento primário do transformador flyback. Na parte inferior da Fig. 3.19 observa-se a corrente no secundário (i_{L1s}) do transformador flyback

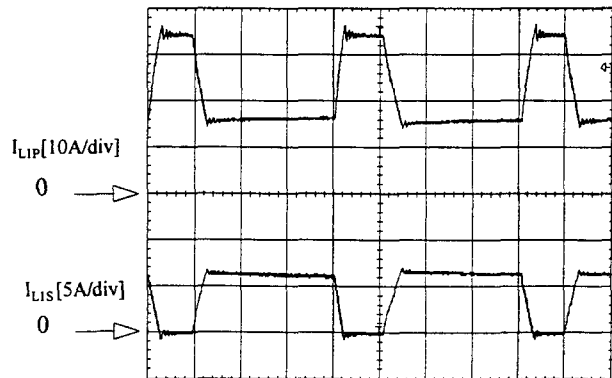


Fig.3.19.- Curva superior: corrente de entrada do transformador flyback; Curva inferior: corrente no enrolamento secundário do transformador flyback para $D= 0,6$.

Na Fig. 3.20 observa-se o comportamento do transformador de corrente contínua do novo conversor *push-pull* para $D=0,5$. Tem-se que, tanto na entrada como na saída, a corrente é totalmente contínua.

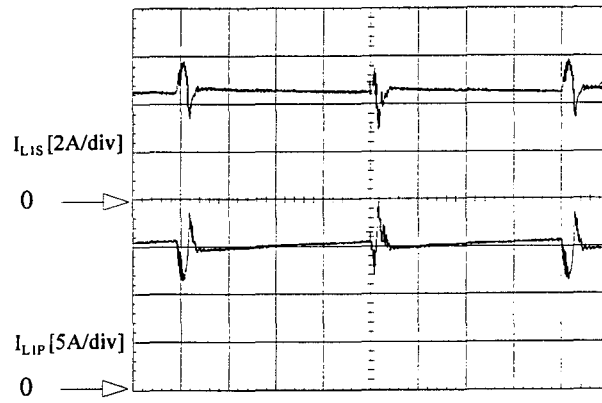


Fig.3.20.- Na curva superior tem-se a corrente de entrada do transformador flyback e na curva inferior a corrente no secundário do transformador flyback para $D=0,5$.

Devido à dispersão, o conversor opera com corrente contínua na entrada e na saída, trabalhando na faixa $0,45 < D < 0,55$, e não somente em $D=0,5$.

3.8.- Conclusões.

Neste capítulo foram realizados os estudos qualitativos e quantitativos do novo conversor trabalhando para $D > 0,5$, em condução contínua.

Estes estudos foram comprovados experimentalmente, enfatizando-se a operação com $D=0,5$, onde as correntes de entrada e saída são livres de ondulações e o conversor pode ser considerado como um transformador de corrente contínua. Contudo, a corrente é mantida contínua para uma faixa compreendida entre $0,45 < D < 0,55$, devido às indutâncias parasitas do conversor. Se os transformadores fossem ideais a corrente seria contínua somente em $D=0,5$.

CAPÍTULO 4

ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH PULL* EM MODO DESCONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO TRANSFORMADOR *FLYBACK* PARA $D < 0,5$

4.1- Introdução

Uma vez validado o modo de operação contínua do novo conversor *flyback-push-pull* tornou-se interessante analisar o mesmo conversor para o modo de condução descontínua, buscando encontrar suas características típicas de operação e desempenho.

Neste capítulo é obtido o roteiro de projeto do novo conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente, a partir das análises quantitativa e qualitativa do modelo completo do conversor. É demonstrado o princípio de funcionamento, as vantagens e desvantagens em relação ao modo contínuo de funcionamento.

4.2- Operação em condução descontínua para $D < 0,5$.

4.2 1- Análise das etapas de operação para $D < 0,5$ no modo de condução descontínua.

O modo descontínuo difere do modo contínuo pelo fato de apresentar uma etapa a mais, sendo que neste intervalo não existirá qualquer tipo de transferência de energia. Isto é devido à particularidade do modo, ou seja, à anulação da corrente do transformador *flyback* antes de completar ciclo de operação. Para a análise são realizadas as seguintes considerações:

- a) A corrente magnetizante é desprezada.

- b) Os elementos do circuito são considerados ideais.
- c) No final de cada análise consideram-se as relações de transformação dos transformadores *push-pull* e *flyback* iguais.

Primeira etapa (t_0 , t_1) Δt_1

Esta etapa inicia em $t=t_0$ quando S_1 é acionado, permitindo a circulação de corrente por L_{1p} e por S_1 . A corrente cresce de uma maneira linear a partir de zero até um valor máximo. A tensão em L_{2p} induz nos outros enrolamentos, mas devido à polarização dos enrolamentos do transformador *push-pull* somente o diodo d_{o2} conduzirá.

O transformador *flyback* acumula energia nesta etapa. A energia que a carga recebe é transferida somente através do transformador *push-pull*. Esta etapa termina quando o comando ordena a abertura de S_1 em $t=t_1$, e é mostrada na Fig. 4.1.

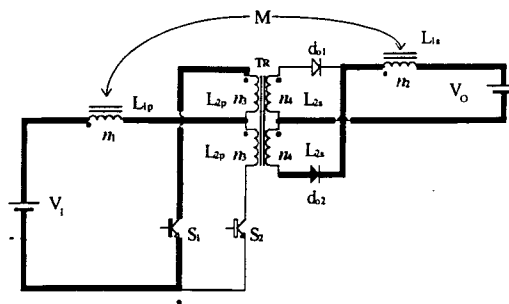


Fig. 4.1- Primeira etapa de funcionamento no modo buck em condução descontinua.

O circuito equivalente para este intervalo é mostrado na Fig. 4.2:

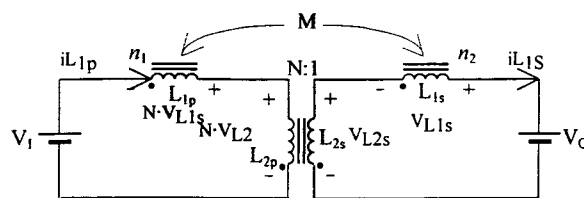


Fig. 4.2- Circuito equivalente para o intervalo Δt_1 .

Do circuito da Fig. 4.2, obtém-se:

$$V_{L2s} = \frac{V_i + N \cdot V_o}{2 \cdot N} = \frac{V_{L2p}}{N} \quad (4.1)$$

$$V_{L1s} = \frac{V_i - N \cdot V_o}{2 \cdot N} = \frac{V_{L1p}}{N} \quad (4.2)$$

$$N \cdot V_{L_{IS}} = L_{IP} \cdot \frac{di_{L_{IP}}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.3)$$

$$V_{L_{IS}} = M \cdot \frac{di_{L_{IP}}}{dt} + L_{IS} \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.4)$$

$$N \cdot i_{L_{IP}} = i_{L_{IS}} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.5) em (4.3) e (4.4) obtém-se:

$$N \cdot V_{L_{IS}} = \frac{L_{IP}}{N} \cdot \frac{di_{L_{IP}}}{dt} + M \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.6)$$

$$V_{L_{IS}} = \frac{M}{N} \cdot \frac{di_{L_{IP}}}{dt} + L_{IS} \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.7)$$

Somando (4.6) e (4.7):

$$V_{L_{IS}} \cdot (N + 1) = \left(\frac{L_{IP}}{N} + M + \frac{M}{N} + L_{IS} \right) \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.8)$$

$$V_{L_{IS}} \cdot N \cdot (N + 1) = (L_{IP} + M \cdot N + M + L_{IS} \cdot N) \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.9)$$

Substituindo as as expressões que representam as indutâncias mútuas obtém-se:

$$V_{L_{IS}} \cdot N \cdot (N + 1) = (N^2 \cdot L_{IS} + \sqrt{N^2 \cdot L_{IS}^2} \cdot N + \sqrt{N^2 \cdot L_{IS}^2} + L_{IS} \cdot N) \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.10)$$

$$V_{L_{IS}} \cdot (N + 1) = (1 + 1 + N + N) \cdot L_{IS} \cdot \frac{di_{L_{IS}}}{dt} \quad (4.11)$$

Resolvendo a equação (4.11) para a derivada:

$$\frac{di_{L_{IS}}}{dt} = \frac{V_{L_{IS}}}{2 \cdot L_{IS}} \quad (4.12)$$

$$i_{L_{IS}}(t) = \frac{V_{L_{IS}}}{2 \cdot L_{IS}} \cdot t \quad (4.13)$$

Logo, integrando a equação (4.12) e sabendo que em $t = \Delta t_1$ (instante antes da descontinuidade), a corrente $i_{L_{IS}} = N \cdot I_{L_{IP_{max}}}$, chega-se:

$$\Delta i_{L_{IS}} = \frac{2 \cdot L_{IS} \cdot N \cdot I_{L_{IP_{max}}}}{V_{L_{IS}}} \quad (4.14)$$

Substituindo (4.2) em (4.14) obtém-se o valor do intervalo:

$$\Delta t_1 = \frac{4 \cdot L_{IS} \cdot N^2 \cdot I_{L_{IP_{max}}}}{V_i - N \cdot V_o} \quad (4.15)$$

Segunda etapa (t_1 , t_1')

Em $t = t_1$, S_1 é comandado a abrir, fazendo com que a energia acumulada em L_{1S} seja liberada em forma de uma corrente duas vezes superior à corrente que circulava no intervalo anterior, decaindo linearmente até se anular totalmente.

Pelo fato de trabalhar em forma descontínua, a cada semi-ciclo o transformador *flyback* entregará totalmente a energia armazenada. Cada um dos diodos de saída conduz uma corrente igual a do intervalo anterior, fazendo um “curto-circuito” magnético no transformador *push-pull*. Esta etapa, mostrada pela Fig.4.3, finaliza quando a corrente no secundário do transformador *flyback* atinge zero.

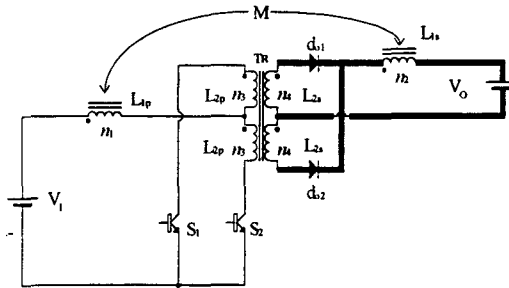


Fig. 4.3 - Segunda etapa de operação no modo buck.

A fig. 4.4 ilustra o circuito equivalente para este intervalo.

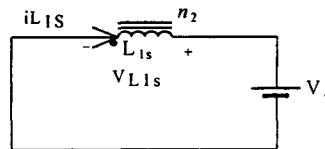


Fig. 4.4 - Circuito equivalente para o intervalo Δt_2 .

Do circuito equivalente são obtidas:

$$V_{L1s} = V_o \quad (4.16)$$

$$V_{L1s} = L_{1S} \cdot \frac{di_{L1S}}{dt} \quad (4.17)$$

Então, do transformador *flyback* tem-se:

$$\frac{di_{L1S}}{dt} = \frac{V_o}{L_{1S}} \quad (4.18)$$

Integrando a equação (4.24) e substituindo a condição inicial $i_{L1S}(0) = 2 \cdot N \cdot I_{L1P_{max}}$:

$$i_{L1S}(t) = 2 \cdot N \cdot I_{L1P_{max}} - \frac{V_o}{L_{1S}} \cdot t \quad (4.19)$$

Dado que, $t = \Delta t'_1$, $i_{L_{IS}}(\Delta t'_1) = 0$, substitui-se esta condição em (4.19), obtendo-se:

$$2 \cdot N \cdot I_{L_{IP_{max}}} = \frac{V_o}{L_{IS}} \cdot \Delta t'_1 \quad (4.20)$$

Resolvendo e isolando $\Delta t'_1$ em (4.20):

$$\Delta t'_1 = \frac{2 \cdot N \cdot L_{IS}}{V_o} \cdot I_{L_{IP_{max}}} \quad (4.21)$$

Terceira etapa (t'_1, t_2)

Esta etapa termina em $t=T/2$ quando S_2 passa a ser o interruptor acionado, e não ocorre nenhum tipo de transferência de energia, a Fig. 4.5 mostra esta etapa.

As próximas três etapas são idênticas às anteriormente descritas, com a diferença que o interruptor a conduzir é S_2 .

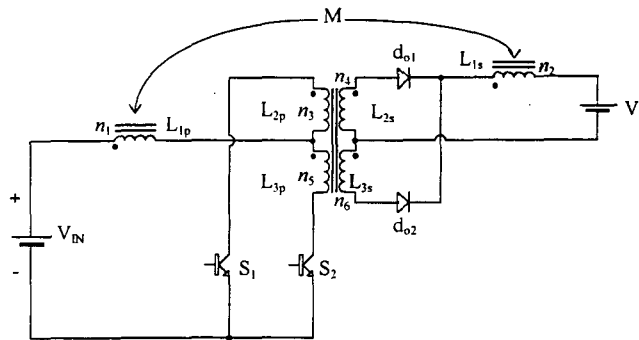


Fig. 4.5 - Terceira etapa modo Buck.

Para o intervalo pode-se escrever:

$$\Delta t'_2 = \frac{T}{2} - \Delta t_1 = \Delta t'_1 \quad (4.22)$$

4.2.2- Formas de onda

A seguir são apresentadas as formas de onda mais importantes do novo conversor *flyback-push-pull* alimentado em corrente operando no modo de condução descontínua. A Fig. 4.6 mostra em a) e em b) a corrente através de L_{1p} e L_{1s} , em c) e em d) a corrente nos diodos de saída, em e) a tensão sobre um enrolamento primário do transformador *push-pull* L_{3p} e em f) a tensão de bloqueio sobre os transistores.

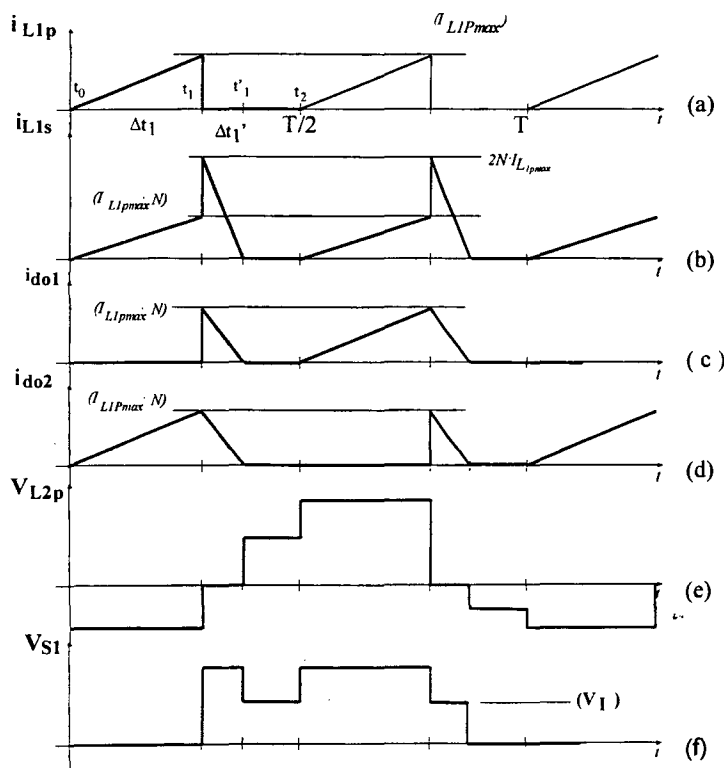


Fig. 4.6 - Principais formas de onda para operação descontínua e $D < 0.5$.

4.3.- Característica de transferência no modo de condução descontínua para $D < 0.5$.

Para o cálculo da característica de transferência no modo descontínuo e $D < 0.5$ são definidas as seguintes expressões:

$$\Delta t_1' = \frac{\Delta t_1}{T} \quad (4.23)$$

e

$$D_1 = \frac{\Delta t_1'}{T} \quad (4.24)$$

Logo, as variações do fluxo no transformador *flyback* são representadas pela seguinte equação:

$$V_{L1S\Delta t_1} \cdot \Delta t_1 = V_{L1S\Delta t_1'} \cdot \Delta t_1' \quad (4.25)$$

Sabendo que para o intervalo Δt_1 a tensão sobre o secundário do transformador *flyback* é dada pela expressão (4.2).

E, para o intervalo $\Delta t_1'$ a tensão sobre o secundário do transformador *flyback* é dada pela expressão (4.16) :

Substituindo (4.2) e (4.16) em (4.25), obtém-se:

$$\frac{V_i - N \cdot V_o}{2 \cdot N} \cdot \Delta t_1 = V_o \cdot \Delta t_1' \quad (4.26)$$

Resolvendo:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta t_1}{2 \cdot N \cdot \Delta t_1' + N \cdot \Delta t_1} \quad (4.27)$$

Substituindo os valores dos intervalos na equação anterior obtém-se o ganho:

$$N \cdot \frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{2 \cdot D_1 + D} \quad (4.28)$$

4.4.- Característica completa de saída para $D < 0,5$ no modo descontinuo.

4.4.1 - Característica de saída

Foi obtida a característica de saída no modo de condução descontinua, de modo a verificar o comportamento do novo conversor com razão cíclica inferior a 0,5 e condução descontinua em resposta às variações da carga. A partir da Fig. 4.6 b pode-se escrever:

$$I_o \cdot \frac{T}{2} = \frac{I}{2} \cdot I_{L1P_{max}} \cdot N \cdot \Delta t_1 + \frac{I}{2} \cdot I_{L1P_{max}} \cdot 2 \cdot N \cdot \Delta t_1' \quad (4.29)$$

Das equações (4.15) e (4.22) obtém-se a corrente máxima, como sendo:

$$I_{L1P_{max}} = \frac{\Delta t_1' \cdot N \cdot V_o}{2 \cdot N \cdot L_{1S}} \quad (4.30)$$

e,

$$I_{L1P_{max}} = \frac{\Delta t_1 \cdot (V_i - N \cdot V_o)}{4 \cdot N^2 \cdot L_{1S}} \quad (4.31)$$

A corrente máxima é normalizada como:

$$\bar{I}_{L1P_{max}} = \frac{D \cdot \bar{I}_o}{2 \cdot N^2 \cdot \bar{I}_o + D^2} \quad (4.32)$$

Igualando as equações (4.30) e (4.31) :

$$\frac{\Delta t_1' \cdot N \cdot V_o}{2 \cdot N \cdot L_{1S}} = \frac{\Delta t_1 \cdot (V_i - N \cdot V_o)}{4 \cdot N^2 \cdot L_{1S}} \quad (4.33)$$

Resolvendo para $\Delta t_1'$, tem-se:

$$\Delta t_1' = \frac{\Delta t_1 \cdot (V_i - N \cdot V_o)}{2 \cdot N \cdot V_o} \quad (4.34)$$

Substituindo (4.31) e (4.34) em (4.29) verifica-se:

$$I_o \cdot T = \frac{(V_i - N \cdot V_o)}{4 \cdot N \cdot L_{IS}} \cdot D^2 \cdot T^2 + \frac{(V_i - N \cdot V_o)^2}{4 \cdot N^2 \cdot L_{IS} \cdot V_o} \cdot D^2 \cdot T^2 \quad (4.35)$$

Organizando e resolvendo algebricamente para V_o/V_i , e normalizando tem-se:

$$\overline{V_o} = \frac{D^2}{(2 \cdot \overline{I_o} + D^2)} \quad (4.36)$$

O valor da razão cíclica auxiliar D_1 em função da corrente de saída normalizada é obtida igualando as equações (4.30) e (4.38) o que resulta em:

$$\frac{D}{2 \cdot D_1 + D} = \frac{D^2}{2 \cdot \overline{I_o} + D^2} \quad (4.37)$$

Resolvendo (4.37) para D_1 , obtém-se:

$$D_1 = \frac{\overline{I_o}}{D} \quad (4.38)$$

4.4.2 - Expressões limites entre os modos contínuo e descontínuo.

4.4.2.1 - Razão cíclica limite.

A razão cíclica limite é obtida definindo o tempo máximo necessário para que o transformador *flyback* descarregue toda a energia acumulada, comportando-se de forma descontínua. Caso o transformador *flyback* não libere toda a energia armazenada, estará em condução contínua. Desta forma chega-se a:

$$D_{1max} = \frac{1 - 2 \cdot D}{2} \quad (4.39)$$

Igualando (4.39) e (4.38), obtém-se:

$$\frac{\overline{I_o}}{D} = \frac{1 - 2 \cdot D}{2} \quad (4.40)$$

Isolando D em (4.40), tem-se:

$$D_{max} = \frac{1 - \sqrt{1 - 16 \cdot \overline{I_o}}}{4} \quad (4.41)$$

Sendo que D_{max} representa a razão cíclica limite entre condução contínua e descontínua. Da equação (4.41) são obtidos os valores máximos, simplesmente considerando que quando o argumento da raiz for negativo a expressão não será válida. Portanto, o circuito estará em condução contínua, então, o valor máximo da corrente de saída normalizada na curva limite é dado por:

$$1 - 16 \cdot \overline{I_o} = 0 \quad (4.42)$$

ou:

$$\overline{I_o} = \frac{1}{16} \quad (4.43)$$

E o valor máximo de D na curva limite é obtido fazendo novamente o argumento da raiz zero, logo obtém-se $D=1/4$. A equação (4.41) é representada pela Fig. 4.7:

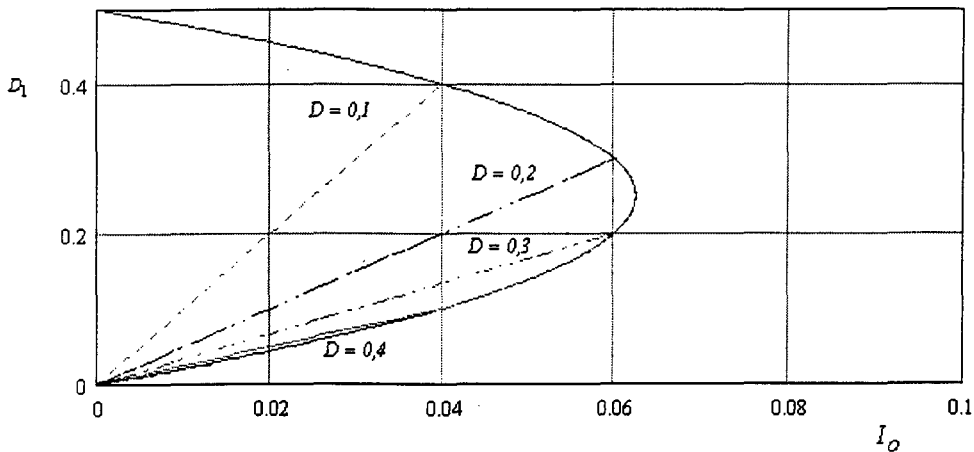


Fig. 4.7 - D_1 em função de $\overline{I_o}$ tendo como parâmetro D e para $N=1$.

4.4.2.2 - Ganho limite.

O ganho limite é obtido igualando as características dos modos de condução contínua e descontínua. Portanto:

$$\frac{D}{(1-D)} = \frac{D^2}{2 \cdot \overline{I_o} + D^2} \quad (4.44)$$

Simplificando a equação (4.44) obtém-se:

$$2 \cdot \overline{I_o} + D^2 = D \cdot (1-D) \quad (4.45)$$

Definindo:

$$Lim = \frac{D}{N \cdot (1 - D)} \quad (4.46)$$

Isolando D em (4.46), tem-se:

$$D = \frac{N \cdot Lim}{1 + N \cdot Lim} \quad (4.47)$$

Substituindo (4.46) em (4.45) e isolando Lim obtém-se:

$$Lim = \frac{1 - 4 \cdot \overline{I_o} - \sqrt{1 - 16 \cdot \overline{I_o}}}{2 \cdot (2 \cdot \overline{I_o} + 1)} \quad (4.48)$$

A expressão (4.48) representa o limite entre a condução contínua e descontínua para $D < 0,5$. A Fig. 4.8 mostra o ganho para condução contínua e descontínua com seu respectivo limite para diferentes valores de D .

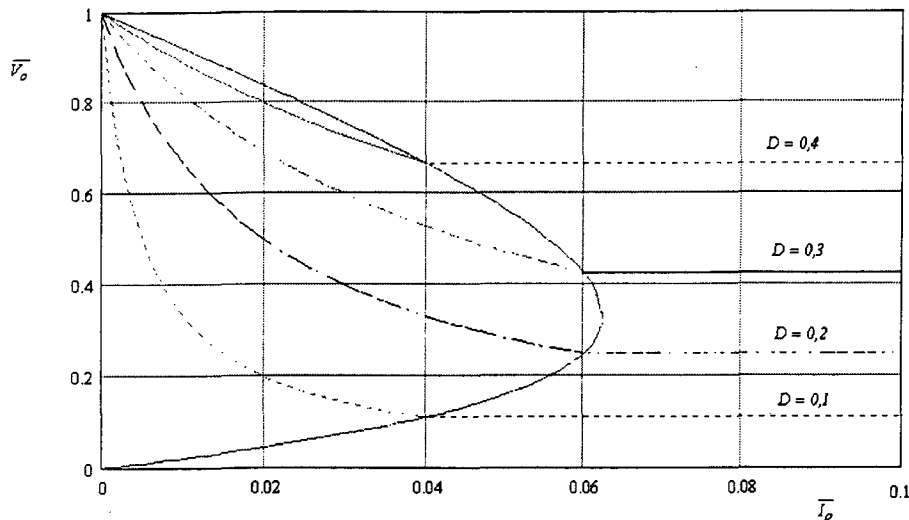


Fig. 4.8 - Característica de saída.

4.5.- Cálculo da indutância crítica e da relação de transformação (N) do transformador *flyback*.

Para simplificar o projeto do conversor calcula-se a indutância crítica. Portanto a partir da equação (4.38) chega-se a:

$$D_1 = \frac{I_o \cdot 2 \cdot L_{1S} \cdot F_S}{D \cdot V_i} \quad (4.49)$$

Substituindo V_i da equação do ganho, tem-se:

$$D_1 = \frac{I_o \cdot 2 \cdot L_{1S} \cdot F_S}{V_o \cdot (2 \cdot D_1 + D)} \quad (4.50)$$

Ou:

$$D_1 \cdot (2 \cdot D_1 + D) = \frac{2 \cdot L_{1S}}{T_S \cdot R} \quad (4.51)$$

Definindo:

$$K = \frac{2 \cdot L_{1S}}{T_S \cdot R} \quad (4.52)$$

Então:

$$D_1 \cdot (2 \cdot D_1 + D) = K \quad (4.53)$$

Em condução crítica D_1 é dada pela eq. (4.39), substituindo em (4.53) e resolvendo para K_{crit} :

$$K_{crit} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot (1 - D)}{2} \quad (4.54)$$

Substituindo K da equação (4.52) em 4.54):

$$\frac{2 \cdot L_{1Scrit} \cdot I_o \cdot F_S}{V_o} = \frac{(1 - 2 \cdot D) \cdot (1 - D)}{2} \quad (4.55)$$

O valor da relação de transformação é obtido a partir da equação (4.45), logo:

$$N \cdot (2 \cdot N \cdot \overline{I_o} + D^2) = \frac{D^2 \cdot V_i}{V_o} \quad (4.56)$$

Da qual resulta na seguinte equação de segundo grau:

$$2 \cdot N^2 \cdot \overline{I_o} + D^2 \cdot N - \frac{D^2 \cdot V_i}{V_o} = 0 \quad (4.57)$$

A solução de (4.57) é dada por (4.58):

$$N = \frac{D^2}{4 \cdot \overline{I_o}} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{16 \cdot L_{1S} \cdot I_o \cdot F_S \cdot V_i}{D^2 \cdot V_o^2}} - 1 \right) \quad (4.58)$$

4.6.- Cálculo da ondulação da tensão no capacitor de saída.

A corrente de saída, apresentada na Fig. 4.9, possui duas componentes: uma componente contínua correspondente à corrente da carga I_o , e uma componente alternada, i_o , que deverá circular pelo capacitor de saída.



Fig. 4.9.- Corrente no capacitor de saída.

A magnitude da variação da corrente no capacitor no intervalo Δt_1 , será $2N$ vezes a magnitude da corrente de pico de entrada. Portanto:

$$\Delta i_C = 2 \cdot N \cdot I_{L1pmax} \quad (4.59)$$

Então substituindo I_{L1pmax} em (4.59):

$$\Delta i_C = \frac{V_o \cdot \Delta t'_1}{L_{1S}} \quad (4.60)$$

Para o período de descarga do capacitor, é possível escrever:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{i_C}{C_o} \cdot \Delta t'_1 \quad (4.61)$$

Considerando que a variação de tensão deve-se à variação de corrente (Δi_C), substituindo a equação (4.60) em (4.61) resulta:

$$\Delta V_{C_o} = \frac{V_o \cdot \Delta t'^2_1}{C_o \cdot L_{1S}} \quad (4.62)$$

Substituindo-se a equação (4.24) e (4.38) em (4.62) obtém-se:

$$\frac{\Delta V_{C_o}}{V_o} = \frac{N \cdot \overline{I_o^2}}{C_o \cdot F_S^2 \cdot L_{1S} \cdot D^2} \quad (4.63)$$

4.7.- Esforços de corrente nos interruptores.

4.7.1 - Corrente média nos transistores.

A corrente média de cada transistor são idênticas entre elas, isto devido à simetria do circuito. Portanto, o calculo é necessário para apenas um interruptor. Assim:

$$I_S = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_{L1p} \cdot dt \quad (4.64)$$

Substituindo as equações (4.13) referida ao primário em (4.64) tem-se:

$$I_S = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{\Delta t_1} \frac{V_{L1S} \cdot t}{2 \cdot L_{1S} \cdot N} \cdot dt \quad (4.65)$$

Integrando a expressão anterior, obtém-se:

$$I_S = \frac{1}{T} \cdot \frac{V_{L1S} \cdot \Delta t_1^2}{4 \cdot L_{1S} \cdot N} \quad (4.66)$$

Substituindo V_{L1S} e normalizando em função de I_o , resulta em (4.67):

$$\overline{I_S} = \frac{\overline{I_o} \cdot D^2}{2 \cdot N \cdot (2 \cdot N \cdot \overline{I_o} + D^2)} \quad (4.67)$$

A expressão (4.67) é representada através da Fig.4.10, para $N=1$ em função da corrente de carga normalizada tendo D como parâmetro.

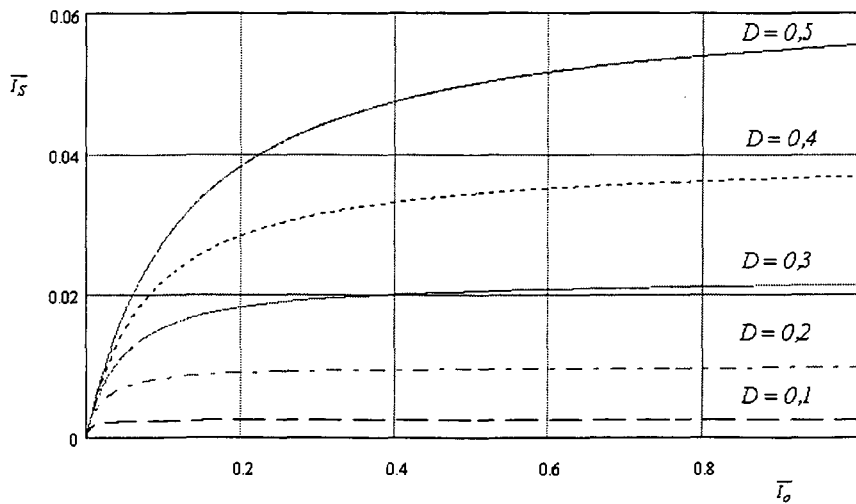


Fig. 4.10.- Corrente média em função da corrente de saída tendo como parâmetro D e $N=1$.

4.7.2 - Corrente eficaz nos transistores.

A expressão seguinte define a corrente eficaz nos interruptores controlados. Por definição, tem-se:

$$i_{S_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_I} (i_{L_{IP}})^2 \cdot dt \right\} \quad (4.68)$$

Substituindo a corrente no secundário do transformador *flyback*, obtém-se:

$$i_{S_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_I} \left(\frac{V_{L_{IS}}}{2 \cdot L_{IS} \cdot N} \cdot t \right)^2 \cdot dt \right\} \quad (4.69)$$

Manipulando algebricamente e integrando, tem-se

$$i_{S_{rms}}^2 = \frac{V_i - N \cdot V_o}{4 \cdot N^2 \cdot L_{IS}} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (4.70)$$

Substituindo o ganho e normalizando em função de obtém-se:

$$\overline{i_{S_{rms}}} = \frac{I_o}{N \cdot (2 \cdot N \cdot I_o + D^2)} \cdot \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (4.71)$$

A Fig. 4.11 mostra a corrente eficaz nos interruptores.

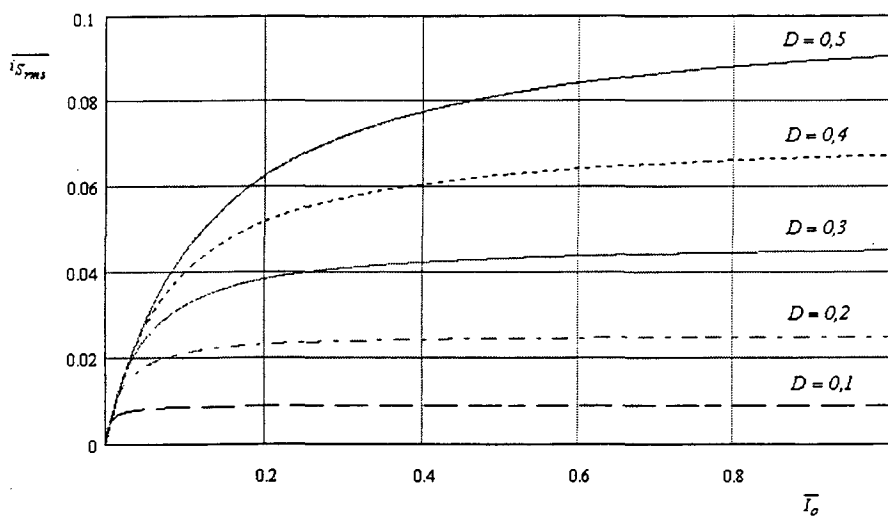


Fig. 4.11 - Corrente eficaz normalizada nos transistores para $D < 0,5$ e para $N=1$.

4.7.3 - Corrente média nos diodos de saída.

A corrente média nos diodos obtida por inspeção, é dada por:

$$\overline{I_{do}} = \frac{\overline{I_o}}{2} \quad (4.72)$$

4.7.4 - Corrente eficaz nos diodos de saída.

A corrente eficaz dos diodos de saída é representada pela seguinte expressão:

$$i_{do_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{V_{LIS}}{2 \cdot L_{IS}} \cdot t \right)^2 dt + 2 \cdot \int_0^{\Delta t_1'} \left(I_{LIP_{max}} \cdot 2 \cdot N - \frac{V_o}{L_{IS}} \cdot t \right)^2 dt \right\} \quad (4.73)$$

Integrando e substituindo as equações (4.24) e (4.32), tem-se:

$$i_{do_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \left\{ \frac{V_{LIS}^2}{12 \cdot L_{IS}^2} \cdot D^3 \cdot T^3 + \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o^2 \cdot D_f^2 \cdot T^3}{L_{IS}^2} \right\} \quad (4.74)$$

Substituindo V_{LIS} e D_f obtém-se:

$$i_{do_{rms}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{(V_i - N \cdot V_o)^2}{4 \cdot 12 \cdot L_{IS}^2 \cdot N^2} \cdot D^3 \cdot T^3 + \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o^2 \cdot N^2 \cdot \overline{I_o}^2 \cdot T^3}{L_{IS}^2 \cdot D^2} \right) \quad (4.75)$$

Fatorando os termos iguais da equação (4.75), obtém-se:

$$i_{do_{rms}}^2 = \frac{T^2 \cdot V_i^2}{4 \cdot L_{IS}^2} \cdot \left(\frac{\left(1 - N \cdot \frac{V_o}{V_i} \right)^2}{12 \cdot N^2} \cdot D^3 + \frac{8}{3} \cdot \left(\frac{N \cdot V_o}{V_i} \right)^2 \cdot \frac{\overline{I_o}^2}{D^2} \right) \quad (4.76)$$

Substituindo o ganho, tem-se:

$$\overline{i_{do_{rms}}} = \frac{\overline{I_o} \cdot D}{2 \cdot N \cdot \overline{I_o} + D^2} \cdot \sqrt{\frac{D+8}{3}} \quad (4.77)$$

A Fig. 4.12 ilustra a corrente eficaz normalizada dos diodos em função da corrente de carga I_o tendo D como parâmetro.

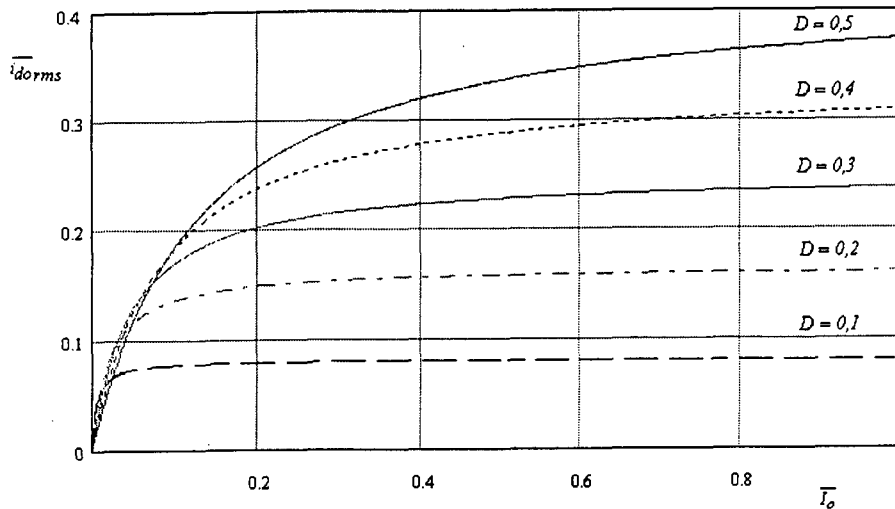


Fig. 4.12.- Corrente eficaz nos diodos de saída para $N=1$.

4.8.- Energia processada pelo transformador *flyback* para $D < 0,5$ e condução descontínua.

Neste item será calculada a transferência de potência devida aos elementos magnéticos do circuito, para quantificar a energia processada por cada um deles em condução descontínua. Logo a energia a ser armazenada pelo transformador *flyback* no intervalo Δt_1 , para um periodo é dado por:

$$\varepsilon_{fb} = 2 \cdot V_{L1S} \cdot \int_0^{\Delta t'_1} i_{L1S} \cdot dt \quad (4.78)$$

Substituindo (4.2) e (4.19) na equação (4.78) e integrando, obtém-se:

$$\varepsilon_{fb} = \frac{(V_i - N \cdot V_o)^2 \cdot D^2 \cdot T^2}{4 \cdot N^2 \cdot L_{1S} \cdot 2} \quad (4.79)$$

Ou,

$$\varepsilon_{fb} = \frac{V_i^2 \cdot \left(1 - N \cdot \frac{V_o}{V_i}\right)^2 \cdot D^2 \cdot T^2}{8 \cdot N^2 \cdot L_{1S}} \quad (4.80)$$

Substituindo o ganho em (4.80) resulta em:

$$\varepsilon_{fb} = \frac{V_i^2 \cdot D^2 \cdot T^2 \cdot \overline{I_o}^2}{2 \cdot L_{1S} \cdot (2 \cdot N \cdot \overline{I_o} + D^2)^2} \quad (4.81)$$

A energia por definição é dada por $\varepsilon_{fb} = P_{fb} \cdot T$, para um ciclo de comutação, e utilizando o ganho para substituir V_i tem-se:

$$P_{fb} = \frac{V_o^2 \cdot N^2 \cdot \overline{I_o}^2}{2 \cdot L_{IS} \cdot F_S \cdot D^2} \quad (4.82)$$

Normalizando em função dos parâmetros do circuito:

$$\overline{P_{fb}} = \frac{N^2 \cdot \overline{I_o}^2}{D^2} = D_I^2 \quad (4.83)$$

A Fig. 4.13 mostra a potência normalizada processada pelo transformador *flyback* em função de D .

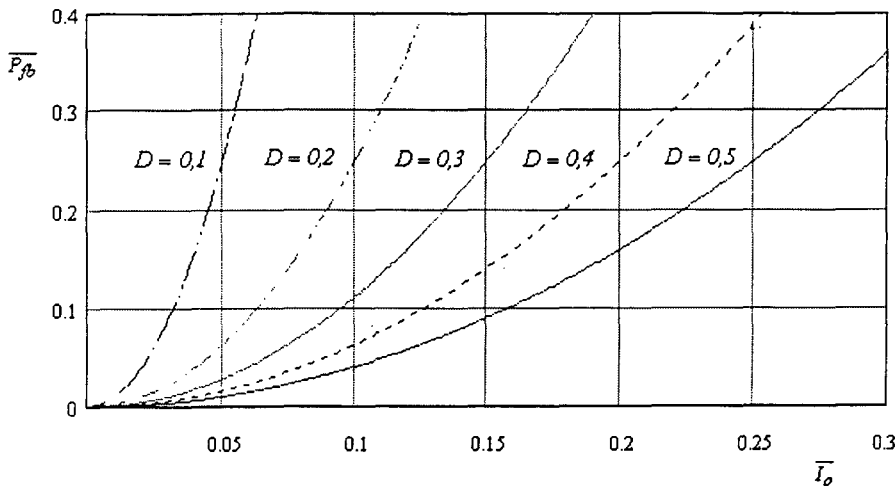


Fig. 4.13 - Potência processada pelo transformador *flyback* em função de D .

4.9.- Projeto de uma fonte chaveada para $D < 0,5$ em condução descontinua.

O projeto será desenvolvido seguindo um roteiro semelhante ao utilizado nos capítulos anteriores:

1) Especificações

$$P_o = 600W$$

$$V_i = 48V$$

$$V_o = 60V$$

$$I_o = 10A$$

$$\eta = 0,9$$

$$F_S = 25 \text{ kHz}$$

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 6 \Omega$$

$$\frac{\Delta V_{co}}{V_o} = 0,1$$

(2) Cálculo da indutância crítica.

A indutância crítica é obtida para $D_{max}=0,25$, razão cíclica para máxima excursão em condução descontínua com $D<0,5$.

Então da equação 4.55, chega-se a:

$$L_{IScrit} = \frac{(1-2 \cdot D) \cdot (1-D) \cdot V_o}{4 \cdot F_S \cdot I_o} = 22,5 \mu H$$

Escolhendo-se uma indutância menor, $L_{IS}=15 \mu H$.

(3) Cálculo da relação de transformação (N).

Calcula-se primeiramente o valor normalizado da corrente de saída, com a equação (4.35) $\overline{I_o} = 0,15625$. Logo substituindo com os outros dados especificados em (4.58), chega-se a $N=0,32$ e com isto calcula-se a indutância do primário, $L_{1p}=1,54 \mu H$.

(4) Obtenção da potência armazenada no indutor *flyback*.

Da equação (4.83) chega-se a:

$$\overline{P_{fb}} = \frac{N^2 \cdot \overline{I_o}^2}{D^2} = 0,04$$

Então a potência processada pelo transformador *flyback* corresponde à $P_{fb}= 192W$.

(5) Cálculo da capacitância de saída.

A capacitância de saída é calculada para a variação de tensão de saída especificada em (4.63), logo:

$$C_o = \frac{N^2 \cdot \overline{I_o}^2}{\frac{\Delta V_{C_o}}{V_o} \cdot F_S^2 \cdot L_{IS} \cdot D^2} \geq 42,67 \mu F$$

Escolheu-se $C_o=470 \mu F$ de modo a assegurar uma ondulação baixa.

(6) Cálculo de esforços nos semicondutores.

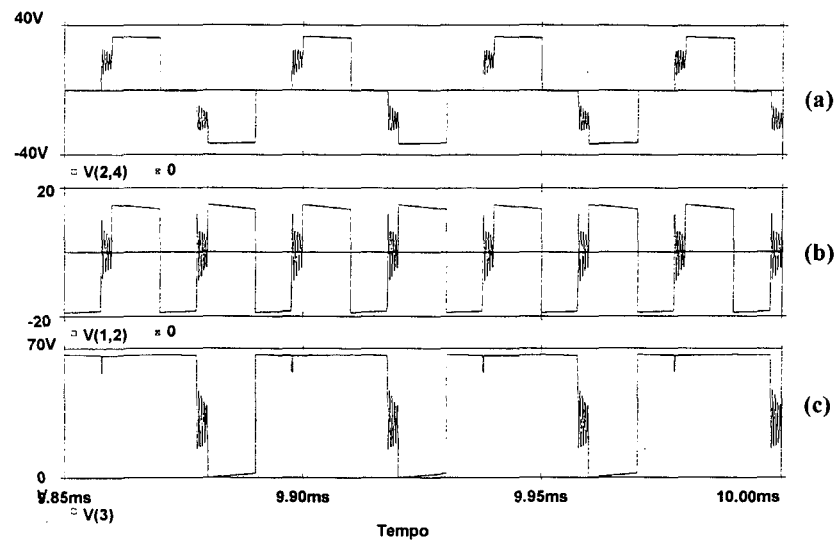


Fig. 4.15 - a) Tensão sobre o transformador push-pull. b) Tensão sobre o transformador flyback. c) Tensão de bloqueio no interruptor S_1 .

Na Fig. 4.16 a) observa-se a corrente através do capacitor de saída. Em b) e c) mostram-se as correntes através dos diodos. Observa-se a repartição da corrente de saída, de forma idêntica ao modo contínuo.

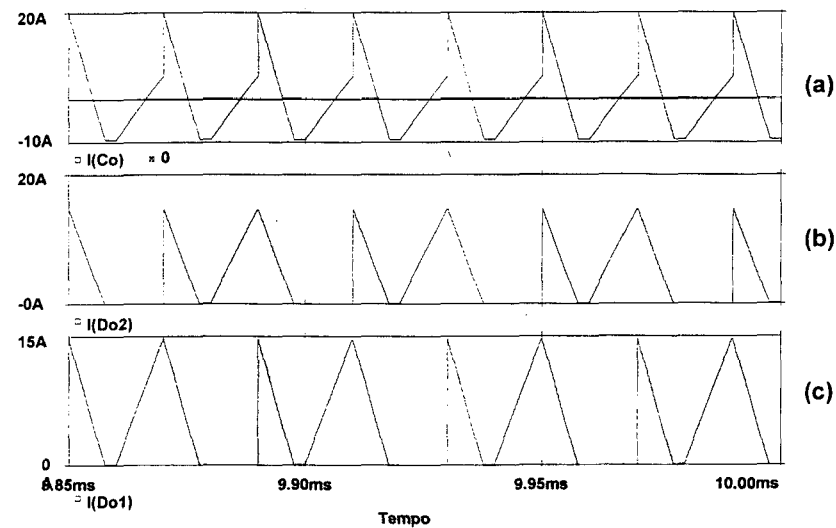


Fig. 4.16 - a) Corrente no capacitor de saída. b) Corrente no diodo D_{O2} . c) Corrente no diodo D_{O1}

A Fig. 4.17 mostra as potências processadas pelos componentes magnéticos. Em (a) a potência processada pelo transformador push-pull foi de aproximadamente 365W . Em (b) a potência processada pelo transformador flyback foi de aproximadamente 165W. A potência calculada para o transformador flyback foi de 177W. A diferença deve-se evidentemente a os

parasitos do circuito não consideradas no cálculo como são as resistências dos enrolamentos por exemplo.

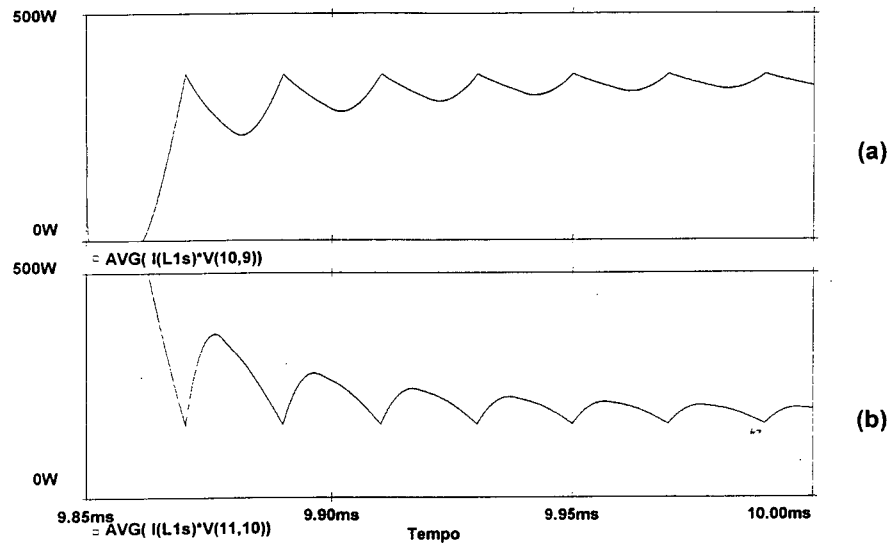


Fig. 4.17 - a) Potência processada pelo transformador push-pull. b) Potência processada pelo transformador flyback.

A Fig. 4.18 (a) mostra a potência de saída, aproximadamente igual a 600W. Em (b) mostra a corrente média de saída de valor igual a 10A. Em (c) mostra a tensão sobre a carga que é aproximadamente igual a 60V. Verifica-se mais uma vez que a metodologia de cálculo é eficiente e aceitável.

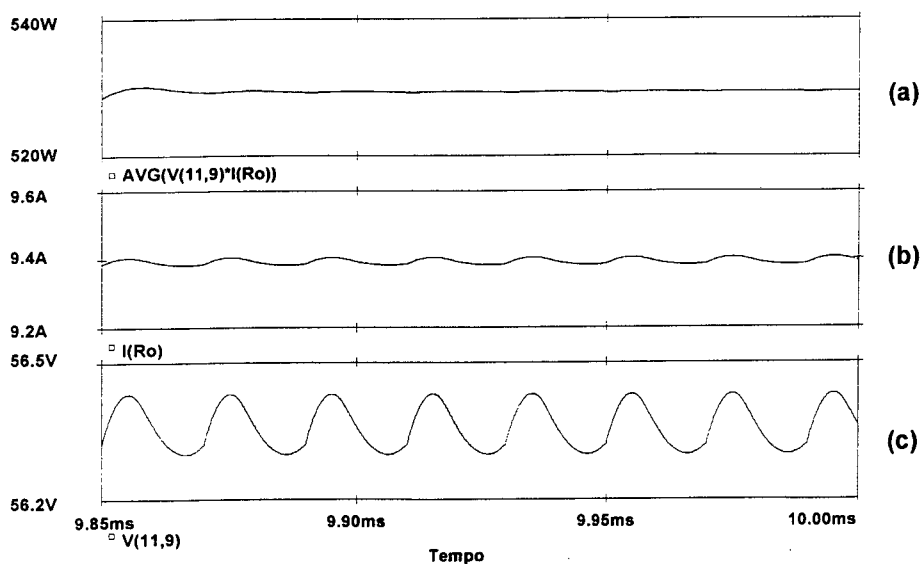


Fig. 4.18 - a) Potência de saída. b) Corrente de saída. c) Tensão sobre a carga.

4.10 - Conclusões

Neste capítulo fez-se a análise teórica do novo conversor *flyback-push-pull* em condução descontínua para $D < 0,5$.

As grandezas mais relevantes do conversor neste modo de operação foram calculadas, representando as expressões obtidas através de ábacos de forma a simplificar a compreensão e o projeto de fontes chaveadas.

Um projeto exemplo foi realizado, comprovando-se os resultados obtidos através de simulações do conversor.

CAPÍTULO 5

ESTUDO DO NOVO CONVERSOR *FLYBACK-PUSH PULL* EM MODO DESCONTÍNUO DE CONDUÇÃO DA CORRENTE NO TRANSFORMADOR *FLYBACK* PARA $D > 0,5$.

5.1- Introdução

Neste capítulo apresenta-se a análise e o estudo do novo conversor *push-pull* alimentado em corrente para condução descontínua e trabalhando com razão cíclica maior que 0,5.

Detalha-se o princípio de funcionamento por etapas e obtém-se as características de transferência de saída. Também são obtidos as expressões matemáticas dos esforços nos interruptores assim como as equações fundamentais para o projeto do conversor.

5.2- Operação em condução descontínua para $D > 0,5$.

5.2 1- Descrição e análise das etapas de operação para $D > 0,5$ modo de condução descontínua.

O funcionamento das etapas de operação para razão cíclica superior a 0,5 em condução descontínua são análogas às descritas no capítulo anterior para razão cíclica inferior a 0,5 em condução descontínua. Evidentemente esta analogia é de forma dualizada, como poderá ser observado na descrição dos estados topológicos.

Primeira etapa (t₀ , t₁)

Em t=t₀, S₁ é acionado, devido a S₂ estar conduzindo o conversor trabalhará no modo sobreposição. A corrente cresce linearmente a partir de zero até t = t'₁, momento em que o interruptor S₂ é aberto em t = t'₁.

Não se produz transferência de potência neste intervalo visto que o transformador flyback é bloqueado pelos diodos de saída. O transformador push-pull é curto circuitado magneticamente, em consequência da condução simultanea dos interruptores S₁ e S₂. Esta etapa é mostrada pela Fig. 5.1.

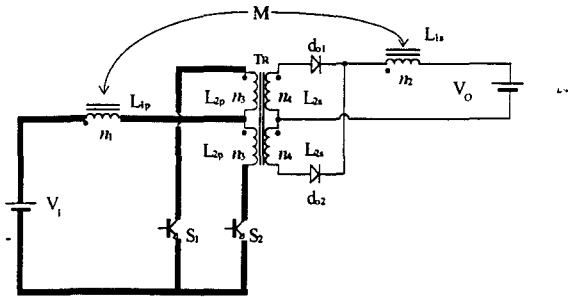


Fig. 5.1- Primeira etapa de funcionamento no modo boost em condução descontínua.

O circuito equivalente desta etapa é ilustrado pela Fig. 5.2.

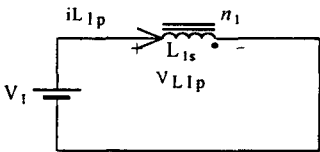


Fig. 5.2- Circuito equivalente da primeira etapa para o intervalo Δt₁.

Do circuito da Fig. 5.2 tem-se as seguintes equações:

$$V_{L1p} = V_i \quad , e \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{L1p}}{L_{1p}}$$

(5.1)

Integrando (5.1) obtém-se :

$$i(t) = \frac{V_{L1p}}{L_{1p}} \cdot t$$

(5.2)

Onde para t = Δt₁ , i₁(Δt₁₋) = 2 · I_{L1pmax} .